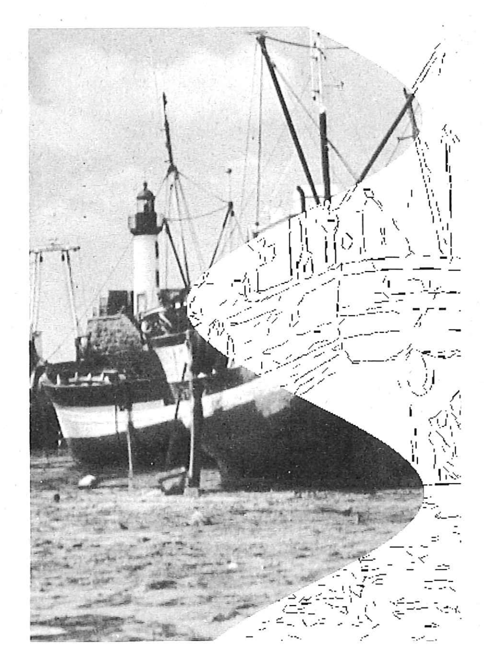
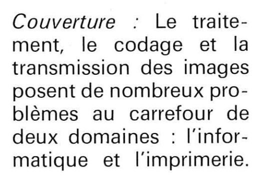
sommaire

TOME XXII
N° 12
Décembre
1977





Couverture : Le traitement, le codage et la transmission des images posent de nombreux problèmes au carrefour de deux domaines : l'informatique et l'imprimerie.

actualités

études

rubriques

résumés

NORMALISATION DES IMAGES POUR L'ÉTUDE DE PHÉNOMÈNES SÉQUENTIELS - APPLICATION A LA RECONNAISSANCE DE LA PAROLE, par Ch. Berger-Vachon et G. Mesnard. *Automatisme*, Tome XXII, n° 12, décembre 1977, pages 319 à 328.

Les auteurs proposent une méthode de normalisation d'images formées à partir de phénomènes séquentiels; l'exemple choisi est la normalisation de spectrogrammes représentant l'évolution temps-fréquence du signal pendant une prononciation.

Le spectrogramme est d'abord segmenté en utilisant une description des phonèmes résultant d'une étude faite sur des enregistrements de sons isolés. Ensuite, les images, normalisées et moyennées, conduisent à une structure représentative d'une classe. Enfin, on indique les performances de reconnaissance auxquelles conduisent ces archétypes; la méthode de reconnaissance choisie s'apparente à une comparaison dynamique.

UN SYSTÈME DE PHOTOCOMPOSITION D'IMAGES PAR ORDINATEUR, par H. Maitre, F. Schmitt et P. Marissal. *Automatisme*, Tome XXII, n° 12 décembre 1977, pages 334 à 341.

Nous présentons un système de génération d'images par photocomposeuse pilotée par ordinateur, dont les performances accroissent sensiblement les outils du traitement numérique des images. Ce système se caractérise par sa souplesse de programmation, la qualité de ses photos, ainsi que par sa rapidité. Deux types de sorties d'images sont actuellement possibles : l'un utilise une texture continue destinée à une observation directe ou à une reproduction photographique conventionnelle, le second introduit un tramage autorisant une reproduction industrielle immédiate. Ses performances actuelles sont les suivantes : 70 niveaux de gris, images de 2 200 par 3 000 points, vitesse de sortie supérieure à 10 000 points par seconde, sur papier ou sur film. Diverses applications ont été reconnues, tant en traitement numérique des images qu'en filtrage optique.

NOUVEAU SYSTÈME D'ENTRÉE GRAPHIQUE ET SON UTILISATION EN MODE INTERACTIF, par C. Pellegrini, J. Harms, B. Levrat et M. Wenger. *Automatisme*, Tome XXII, n° 12 décembre 1977, pages 342 à 347.

Cet article présente les caractéristiques et les principes de fonctionnement d'un nouveau système permettant l'entrée directe de données graphiques et étant indépendant du type de terminal graphique utilisé. Cet équipement, appelé « SYREP », est basé sur le principe d'interception de faisceaux lumineux par un objet opaque. La bonne résolution et l'efficacité de ce dispositif permettent de détecter la présence d'un objet de petite dimension (environ 1 mm de diamètre); il offre également la possibilité de faire une acquisition dynamique d'une série de points par échantillonnage de la trajectoire d'un objet en mouvement. L'utilisation de cet équipement dans quelques-unes des applications réalisées au C.U.I., dans le domaine de la communication homme-machine, sont également présentées.

ASSERVISSEMENTS A CARACTÉRISTIQUE DE PHASE LINÉAIRE, par G. Dureau. *Automatisme*, Tome XXII, n° 12, décembre 1977, pages 348 à 357.

On recherche fréquemment à obtenir des asservissements de position dont la rapidité de positionnement soit la plus élevée possible et qui ne présentent ni dépassement transitoire, ni suroscillation.

Par une méthode empruntée aux techniques de synthèse des filtres on a déterminé les formes des fonctions de transfert optimales de tels asservissements ainsi que leurs caractéristiques de phase et de fréquence.

abstracts

NORMALIZATION OF PICTURES FOR STUDYING SEQUENTIAL PHENOMENA - APPLICATION TO SPEECH RECOGNITION, by Ch. Berger-Vachon and G. Mesnard. *Automatisme*, Vol. XXII, No 12 December 1977, pages 319 to 328.

The authors describe a picture normalization method when the pictures are obtained from sequential phenomena : the example chosen is the spectral analysis of speech.

Using the parameters given by an analysis performed on insulated phonemes, the spectrogram is segmented. Then, the picture is normalized and averaged; this processing leads to the representation of a class. A recognition method with dynamic comparing is used to evaluate the performances of the archetypes for speech recognition.

A COMPUTER CONTROLLED PHOTOCOMPOSER, by H. Maitre, F. Schmitt and P. Marrisal. *Automatisme*, Vol. XXII, No. 12, December 1977, pages 334 to 341.

An image output device using a computer controlled photocomposer is described here, which performances notably enlarge the range of tools of numerical image processing. This device is characterized by the flexibility of its programming, the quality of results, as well as its speed. Two kinds of image outputs are actually possible : the first one consists continue texture for direct observation or classical photographic reproduction, the second one introduces half-tone screening, allowing an immediate industrial reproduction. Up to now, its performances are as follows : 70 grey levels 2,200 by 3,000 point images, output speed better than 10,000 points per second, on paper or on film. Several applications have already been investigated, in numerical image treatment, as well as in optical processing.

A NEW GRAPHIC INPUT SYSTEM AND SOME APPLICATION, by C. Pellegrini, J. Harms, B. Levrat and M. Wenger. *Automatisme*, Vol. XXII, No. 12 December 1977, pages 342 to 347.

The characteristics and principles of operations of a new system, independent of the graphic terminal type and which permits direct input, are presented. This equipment, called " SYREP ", uses the principle of light beams interception by a non-transparent object; the good resolution and the efficiency of the device allows dynamic acquisition of a series of point coordinates by sampling the movement of an object. In addition, some of the applications using this system are briefly described.

POSITION CONTROL SERVOS WITH LINEAR PHASE CHARACTERISTICS, by G. Dureau. *Automatisme*, Vol. XXII, No. 12, December 1977, pages 348 to 357.

We try very often to obtain position control servos the speed of positioning of which would be the highest possible and which would not have any overshoot or transient oscillation. With a method borrowed from the technic of filter synthesis, we have determined the conditions of the optimal transfer functions of such servos and also their phase and frequency characteristics.

Automatisme

- VINGT-DEUXIÈME ANNÉE -

41, rue de la Grange-aux-Belles
75010 PARIS. Tél. 202 29 10
Telex Editest 230 589 F

REDACTION

Rédacteur en Chef Délégué :
Jean-Marc Chabanas.
Maquettiste :
Christian Blangez
Assistante de Rédaction :
Chantal Gueudet.

CONSEIL DE REDACTION

F. Garnier, *Président;* R. Chaussard, C. Foulard, M. Boulanger, J.-M. Chabanas, Y. David, G. Doumeingts, G. Fontaine, G. Ney, D. Petit, H. Ragage.

PUBLICITE

Marketing-Espaces : *Jean-Pierre Nizard.*

Chef de Publicité : *Jacky Collard.*

ABONNEMENTS

Eliane Garnier
Simone Guillot

Prix de l'abonnement (8 n^os^ par an) : France 180 FF. Prix TTC (TVA 4 % incluse). Autres pays : 240 FF.

Conditions spéciales aux membres de l'AFCET

POUR S'ABONNER, UTILISER LE COUPON SPÉCIAL DE L'ENCART INSÉRÉ EN FIN DE CE NUMÉRO.

Prix du numéro : 40 FF.

AUTOMATISME
est une pubication du
Groupe Tests

bibliographie

MEDICAL DATA PROCESSING

Compte rendu du Symposium International organisé par l'IRIA, sous la direction de M. LAUDET, J. ANDERSON et F. BEGON.

Taylor and Francis Ltd., éditeur. Londres, 1976.

Un volume relié 18 × 26 cm, 776 pages.

C'est l'Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique qui a été l'instigateur de ce Symposium, tenu à Toulouse du 2 au 5 mars 1976. L'augmentation du nombre et de la diversité des applications du traitement électronique des informations dans le domaine médical (santé, soins médicaux, enseignement, recherche, etc.) justifiait amplement cette manifestation qui a réuni des spécialistes (médecins et informaticiens) d'une vingtaine de pays. Il était tout aussi nécessaire d'en publier le compte rendu (anglais ou français). Dans le gros volume qui en résulte, la classification des interventions des participants permet de grouper en chapitres les textes concernant un même domaine d'application.

L'effort de présentation est certain : beau papier, typographie soignée, très nombreux graphiques et photographies. Cela permet d'atténuer l'impression généralement éprouvée devant des comptes rendus de conférences : hétérogénéité de certaines interventions, manque de liens entre les différentes interventions, édition d'un texte **écrit** qui ne peut remplacer pleinement le mouvement d'une intervention orale et de ses prolongements (réponses aux auditeurs et précisions supplémentaires suscitées par les questions, par exemple).

Selon le Professeur E. Van Brunt (de San Francisco), qui est l'un des pionniers de l'introduction des ordinateurs en médecine, l'une des principales conditions du succès réside dans la mise en place d'équipes pluridisciplinaires composées en particulier d'informaticiens professionnels, de médecins et d'administrateurs. En fait, il est vrai que de nombreuses expériences malheureuses sont venues tempérer les élans d'enthousiasme de la période initiale où tout semblait possible. Aussi cet ouvrage est-il bien précieux afin de faire le point sur des tentatives aussi variées que dispersées dans l'espace.

H. Bakis

bibliographie

LES DÉGATS DU PROGRÈS

Les travailleurs face au changement technique par la CFDT. Editions du Seuil. Collection Point Politique. 320 pages. 11,5 × 18 cm. Paris, 1977.

« A notre connaissance, c'est la première fois que le progrès technique et l'organisation du travail sont abordés par une organisation syndicale, concrètement et simultanément dans un grand nombre de secteurs professionnels, dans un effort de synthèse et de dépassement de l'habituelle division du travail où sont confrontés personnel d'exécution et personnel d'encadrement ».

C'est par ces mots qu'Edmond MAIRE, présente cet ouvrage intéressant à plus d'un titre à l'heure où s'affirme le bouleversement de l'organisation du travail lié au progrès technique et à l'évolution des technologies. Dans ce bouleversement, les responsables d'entreprise et les informaticiens ont bien vu la part prise par l'introduction du traitement électronique des informations. C'est la raison pour laquelle ces derniers liront avec profit cet ouvrage qui est un des plus intéressants parmi ceux consacrés à cette question ces dernières années. Il procède, en effet, d'un « projet collectif puisant sa source dans les aspirations et l'expérience concrète des travailleurs et non d'une anticipation théorique née de la spéculation intellectuelle ». Trois chercheurs, J.-P. FAIVRET, J.-L. MISSIKA et D. WOLTON, ont coordonné ce travail et rédigé les introductions des différents chapitres. Près de deux ans de travail ont été nécessaires pour aboutir à ce livre qui est issu, en fait, d'une véritable écriture collective. La démarche est originale puisque, d'une part, elle fait s'exprimer les travailleurs, et que, d'autre part, elle a suscité des échanges interprofessionnels.

Les cinq chapitres de ce livre concernent respectivement :

– l'automatisation du travail (analyse de deux exemples fort différents – pétrochimie et tri postal) ;

– le secteur tertiaire (banques, assurances, « informatique et liberté ») ;

– les changements techniques « au quotidien » (étude de situations de changement que l'on pourrait qualifier de banales puisque les nouveaux matériels, les nouveaux procédés mis en œuvre n'entraînent pas de bouleversement technologique en modifiant l'équilibre de toute une branche);

– la restructuration industrielle et la division du travail (nucléaire, télécommunications, livre, automobile, bâtiment et travaux publics) ;

– la formulation, la qualification et la hiérarchie.

Un texte de Pierre NAVILLE met ensuite en relation la notion de progrès technique et celle de temps de travail, puis Jeannette LAOT présente une conclusion sous forme de stratégie syndicale.

Un livre qui n'a rien d'un rapport rébarbatif tout en faisant le point clairement, et d'une manière approfondie, sur un débat essentiel.

H. Bakis

LES OUTILS MATHÉMATIQUES AU SERVICE DE LA GESTION

par Jean CHOULEUR, aux Éditions d'Organisation. Un volume broché 14 × 21,5 cm. 260 pages, figures, 1976, Paris.

Voilà un ouvrage qui peut intéresser tous ceux qui ont à s'occuper de gestion et de management. En effet, ouvrage d'initiation aux mathématiques appliquées, il bénéficie de l'expérience de son auteur particulièrement riche par sa diversité (études de marché et secrétariat général à la Télémécanique; service informatique à la Shell; conseil en recherche opérationnelle et en organisation; activités pédagogiques - formation des cadres).

C'est d'exemples concrets que part l'auteur afin de bien démontrer l'intérêt des diverses techniques mathématiques pour des applications de gestion.

Les cinquante pages de la première partie, intitulée « place du rationnel dans le management » nous font comprendre la possibilité de modélisation des choix à partir de deux exemples vivants. Mieux encore, elles nous font réfléchir sur les limites des abstractions et la prépondérance de l'information.

La seconde partie présente en quatre chapitres « les outils de la modélisation », à savoir l'algèbre des ensembles, les espaces vectoriels, la statistique et la théorie de l'information. Cent pages suffisent à Jean Chouleur pour exposer toutes ces notions. Des exemples empruntés à la gestion, illustrent les développements théoriques.

Quant à la dernière partie, elle est consacrée plus précisément aux « applications pratiques » : logique, programmation linéaire, graphiques, information dans l'entreprise.

Les outils mathématiques utilisés sont approximativement du niveau de la fin des études secondaires. C'est dire que l'ouvrage est abordable. Sa présentation claire incite à le recommander également aux mathématiciens confirmés qui retrouveront leur discipline sous un jour inattendu et attrayant.

H. Bakis

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

par Bogdan GRABOWSKI. Un volume broché 13 × 18 cm, 202 pages, Collection « Aide-mémoire » Dunod, Paris, 1977.

et

FONCTIONS DE L'ÉLECTRONIQUE

Même auteur et même collection, 182 pages, Dunod, 1977.

Ces petits ouvrages récapitulent les notions de base indispensables au praticien.

Point de démonstrations, point de développements théoriques qu'il est facile de retrouver dans les cours et traités. Dans le premier volume, les notions rappellent les définitions et lois fondamentales en électricité et en électronique; les propriétés essentielles de certains matériaux intervenant dans la constitution des composants; les caractéristiques des composants passifs ou actifs, des éléments constitutifs des réseaux électroniques et des filtres élémentaires simples.

Le second volume qui fait normalement suite au précédent présente les fonctions principales de l'électronique, que ces dernières soient réalisées à partir de composants discrets, ou bien disponibles sous forme de microstructures. L'auteur déclare « s'attacher avant tout à caractériser l'élément assurant la fonction, c'est-à-dire à préciser les caractéristiques d'entrée et de sortie qui doivent être prises en considération par l'utilisateur ». On sait en effet que ce dernier souhaite de plus en plus construire un ensemble à partir des éléments et sous-ensembles fonctionnels disponibles sur le marché. Une telle constatation explique la place faite par l'auteur aux indications détaillées relatives au problème d'association des amplificateurs, et à l'assemblage des opérateurs électroniques.

On appréciera en particulier l'indication des références de nombreuses normes (AFNOR, UTE) ; les graphiques et la clarté des tableaux.

Une formule heureuse.

H. Bakis

AU COURRIER

Notre article « Modélisation d'un dépropaniseur, comparaison de différentes méthodes statistiques d'identification dynamique ». G. Defaye, L. Caralp, Ph. Jouve, R. Baucou, a été publié dans le numéro 6/7, Tome XXII de la revue, p. 177-189.

Nous avons relevé quelques erreurs d'impression. Comme certaines d'entre elles introduisent un désaccord évident entre les résultats et les conclusions, nous souhaiterions préciser qu'il faut lire :

$$\underline{X}_k = \begin{vmatrix} x_k \\ \theta_k \end{vmatrix}$$ *(en page 181 - 2e ligne)*

$$\hat{\underline{X}}_{k+1} = \underline{X}^*_{k+1} + S_{k+1} (y_{k+1} - C_{k+1} \underline{X}^*_{k+1})$$ *(en page 181 - 18e ligne).*

MIOR dans la première colonne du tableau VI de la page 184.

MCG dans la première colonne du tableau VIII de la page 187.

En outre, sur la première ligne du Tableau VI, page 184, les coefficients a_i des 2e et 3e colonnes sont négatifs : — 0,0022 et — 0,026.

L. Caralp
Université de Bordeaux I

Michel Abignoli, Jean-Paul Louis et Seng-Thaung, auteurs de l'article « Modélisation et commande d'un moteur pas à pas à aimant permanent » paru dans le numéro d'août-septembre 1977 sont membres du Laboratoire d'Electronique, d'Electrotechnique et d'Automatique de Nancy, ENSEM, BP 850, 54011 Nancy Cedex.

M. Abignoli

Aimablement cités dans un article récent (1) relatif à l'optimisation des fonctions booléennes, nous tenons à préciser nos opinions sur ce sujet.

En plein accord avec l'auteur de l'article, nous estimons que le processus d'analyse algébrique que nous avions proposé (2) est démesurément lourd pour minimiser la matérialisation ET-NON, OU-NON de la forme développée de la fonction $T = A \oplus B \oplus C \oplus D$; cette fonction n'était en effet qu'un exemple (emprunté à un ouvrage pédagogique) de l'utilisation possible des relations de rupture des formes transcrites. Une conclusion générale sur ce sujet ne pourrait que résulter d'une étude plus étendue.

Nous sommes aussi d'accord avec l'opinion émise au paragraphe 5 de l'article, puisque nous avons déjà présenté, en anglais, de nombreux cas de simplifications de blocs logiques simultanées (3, 4)... en utilisant les propriétés de dualité, ce qui s'avère plus simple et plus rapide que les méthodes habituelles (5).

Il s'agit donc d'un faux débat sur l'optimisation des fonctions booléennes. *La théorie des ensembles flous (6) donnerait peut-être quelques lumières sur cette situation...*

D. Dubus et A. Tosser

(1) J.M. Bernard. — *Un faux problème. L'optimisation des fonctions booléennes*, août-sept. 77, page 229.

(2) D. Dubus et A. Tosser. — *Dualité d'équations booléennes et de schémas logiques*, Automatisme 21 (1976), 354-365.

(3) A. Tosser et D. Dubus. — *Algebraic optimisation of NAND-NOR switching circuit*, The Computer Journal 20 (1976), pp. 73-77.

(4) D. Dubus et A. Tosser. — *Synthesis of multiple output logic circuit. An algebraic analysis*, International Journal of Electronics 40 (1976), pp. 611-616.

(5) A. Friedman et P. Menon. — *Theory and desing of switching circuits*, Computer Sc. Press. 1975.

(6) A. Kaufmann. — *Introduction à la théorie des sous-ensembles flous*, Tome 4, Chapitre XI (Masson, 1977).

Automatisme Actualités

Conduite de processus : hiérarchisation et survie aux pannes chez Honeywell

Deux ans après le lancement de ses systèmes numériques de conduite de processus TDC 2000, dont une centaine d'exemplaires de toutes capacités ont été installés dans le monde, Honeywell annonce des perfectionnements dont certains font franchir un pas qualitatif à l'ensemble du système. Il s'agit notamment de l'introduction de chaînes de régulation redondantes, capables de remplacer automatiquement une ou plusieurs chaînes actives reconnues défaillantes par leur système d'autosurveillance. On entre donc dans le domaine de l'informatique temps réel répartie, à reconfiguration automatique.

Le concept, appelé « Régulation Automatique Ininterrompue » par Honeywell, repose sur l'organisation suivante. Au niveau hiérarchique le plus bas, on trouve un ou plusieurs bacs régulateurs de base, dont chacun contient 8 boucles de régulation avec microprocesseurs. Pour compléter ce système de façon à assurer la « Régulation Automatique Ininterrompue » on ajoute un ou plusieurs bacs régulateurs de réserve et un boîtier appelé « Directeur de Secours ». C'est ce directeur de secours qui est chargé de détecter la défaillance des boucles de régulation en service, et de déclencher la commutation (en moins d'une seconde) sur une boucle de réserve.

Naturellement, les régulateurs de réserve et le directeur de secours sont eux-mêmes autosurveillés, et le maximum est fait pour qu'une panne au niveau du directeur de secours n'ait pas de conséquence sur le comportement des régulateurs de base.

Tout ce dispositif de reconfiguration est situé au niveau hiérarchique inférieur, qui communique avec les niveaux supérieurs (ou un des niveaux supérieurs peuvent exister) par une liaison bis numérique. Une panne détectée et la reconfiguration qui s'ensuit sont naturellement annoncées au moyen de ce bus, mais le fonctionnement se poursuit de façon « transparente » : le nouveau régulateur est affecté de l'adresse de celui qu'il remplace.

La reconfiguration peut d'ailleurs se faire même si le bus numérique n'existe pas, ou est indisponible. Elle peut aussi être commandée à distance (jusqu'à 3 000 mètres) pour le bus numérique. Au-dessus de ce niveau hiérarchique de base, on peut trouver, pour les systèmes déjà complexes, le niveau du système d'alarme, de visualisation et de commandes complexes. Enfin, un troisième niveau est réservé à la supervision totale d'usines complètes. Pour le système le plus complet, ces trois niveaux se traduisent, dans la salle de contrôle, par la présence de trois consoles opérateur, à tube cathodique et clavier. Ces consoles peuvent présenter l'information sous forme numérique ou graphique, et la dernière innovation d'Honeywell est d'avoir introduit la couleur, élément indispensable à l'esthétique et aux qualités fonctionnelles de ce qu'Honeywell appelle « la salle de contrôle de demain ».

En fait, plus que dans la couleur, c'est dans la redondance et son organisation que se trouve l'aspect futuriste du système. La salle de contrôle comporte trois consoles de visualisation qui sont au départ banalisées, et sont spécialisées par logiciel dans le contrôle et la régulation (premier niveau hiérarchique) les alarmes (second niveau) ou la suspension (troisième niveau). En cas de défaillance, on peut changer la spécialisation des consoles restantes, ce qui assure donc une triple redondance pour les fonctions vitales.

D'autres perfectionnements sont annoncés (enregistrement et reproduction des tendances en temps réel et leur historique, signaux sonores et visuels et leur mise en mémoire, nouveau calculateur de processus (HS 4500), qui mettent l'accent sur la modularité (couverture d'une large gamme d'applications) et la facilité d'application (adjonction sur systèmes en fonctionnement).

Lutte contre le bruit

● Le problème du bruit est d'actualité autour des aéroports, et le cas de Concorde à New York est exemplaire : on s'est battu dix-huit mois autour de quelques décibels. Mais qu'en est-il du bruit que subissent des centaines de millions de gens à leur poste de travail ?

A 85 décibels en permanence (le bruit d'un sifflet) on atteint la cote d'alerte, alors que la tolérance autour des aéroports est de l'ordre de 112 dB mais de façon transitoire (rappelons que le bruit « double », en quelque sorte, chaque fois qu'on monte de 6 décibels dans l'échelle). Chacun sait que les motoristes des avions ont dépensé beaucoup d'argent, non sans succès, pour rendre leurs engins silencieux (l'Airbus européen détenant probablement la palme). Mais des efforts semblables sont déployés dans des domaines moins prestigieux. Ainsi chez Schlumberger, on en étudie depuis des mois de nouvelles solutions sur les vannes de régulation assurant la détente des fluides.

La société Bilsom, spécialiste en la matière, propose un arsenal de bouchons et serre-têtes antibruit (y compris pour tireurs d'élite) dont l'atténuation va de 15 dB aux très basses fréquences (200 à 500 Hz) à plus de 300 dB aux fréquences élevées (1 000 à 6 000 Hz).

Normalisation des images pour l'étude de phénomènes séquentiels Application à la reconnaissance de la parole

par Ch. BERGER-VACHON et G. MESNARD*

Les auteurs proposent une méthode de normalisation d'images formées à partir de phénomènes séquentiels; l'exemple choisi est la normalisation de spectrogrammes représentant l'évolution temps-fréquence du signal pendant une prononciation.

Le spectrogramme est d'abord segmenté en utilisant une description des phonèmes résultant d'une étude faite sur des enregistrements de sons isolés. Ensuite, les images, normalisées et moyennées, conduisent à une structure représentative d'une classe. Enfin, on indique les performances de reconnaissance auxquelles conduisent ces archétypes; la méthode de reconnaissance choisie s'apparente à une comparaison dynamique.

I - INTRODUCTION

Les méthodes de reconnaissance des formes font appel, très souvent, à une comparaison entre un signal inconnu X et un ensemble d'archétypes représentant les différents états auxquels peut appartenir le signal inconnu.

Cette comparaison est souvent directe [1]; mais le signal est plus ou moins modifié de manière à normaliser les formes inconnues avant d'effectuer des calculs de similitude et de déterminer les coïncidences [2, 3]. Enfin, on peut rechercher dans le signal inconnu des traits qui caractérisent la classe qui est à l'origine de X; ces traits peuvent être obtenus par des traitements logiques [4, 5, 6] ou par l'isolement de sous-ensembles dans le signal X sans aucune transformation mathématique [7, 8].

La recherche des traits, ou caractérisation, est en elle-même un problème très ouvert, notamment dans le domaine de la reconnaissance de la parole [9].

De toute façon, implicitement ou explicitement, le problème reste le même : il faut comparer un signal inconnu avec un archétype, cette comparaison pouvant être directe ou effectuée par l'intermédiaire de formes fonctionnelles plus ou moins complexes. La comparaison directe correspond à la transformation unité.

II - POSITION DU PROBLÈME

2.1. La présentation générale

Dans cet article, on propose une méthode de construction des archétypes qui tient compte de l'ensemble des échantillons d'apprentissage disponibles pour une classe; on effectuera ensuite des comparaisons déterministes. Appelons $\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n$ l'ensemble des n échantillons représentant la classe Ω. On se propose de déterminer un élément $\bar{\omega}$ moyen entre $\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n$ (cf. fig. 1).

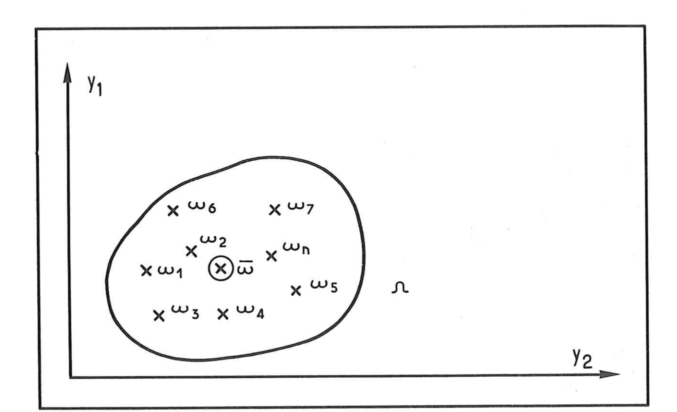


Figure 1. — Représentation de l'élément moyen $\bar{\omega}$ obtenu à partir des échantillons $\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n$ de la classe Ω. y_1 et y_2 sont deux caractères observés sur le signal vocal.

Le calcul de $\bar{\omega}$ est parfois très simple, mais lorsque les formes proposées sont des spectrogrammes, le choix des caractères $y_1, y_2, \ldots, y_k$ n'est pas unique et il faut savoir évaluer l'efficacité de cette représentation [10].

2.2. Les formes utilisées

Les formes utilisées proviennent du vocodeur ETA du CNET à Lannion [11]. L'onde acoustique attaque un système d'analyse chargé de déterminer la répartition spatio-temporelle du signal vocal (cf. *fig.* 2). Le signal attaque un microphone, puis il est amplifié; les distorsions en amplitude sont corrigées par un contrôle automatique de gain. Ensuite p filtres passe-bande sélectionnent les vibrations en fonction de leur fréquence; le signal est redressé puis intégré, ce qui conduit dans chaque bande fréquentielle à une

* *Laboratoire de Physique-Electronique Université de Lyon I.*

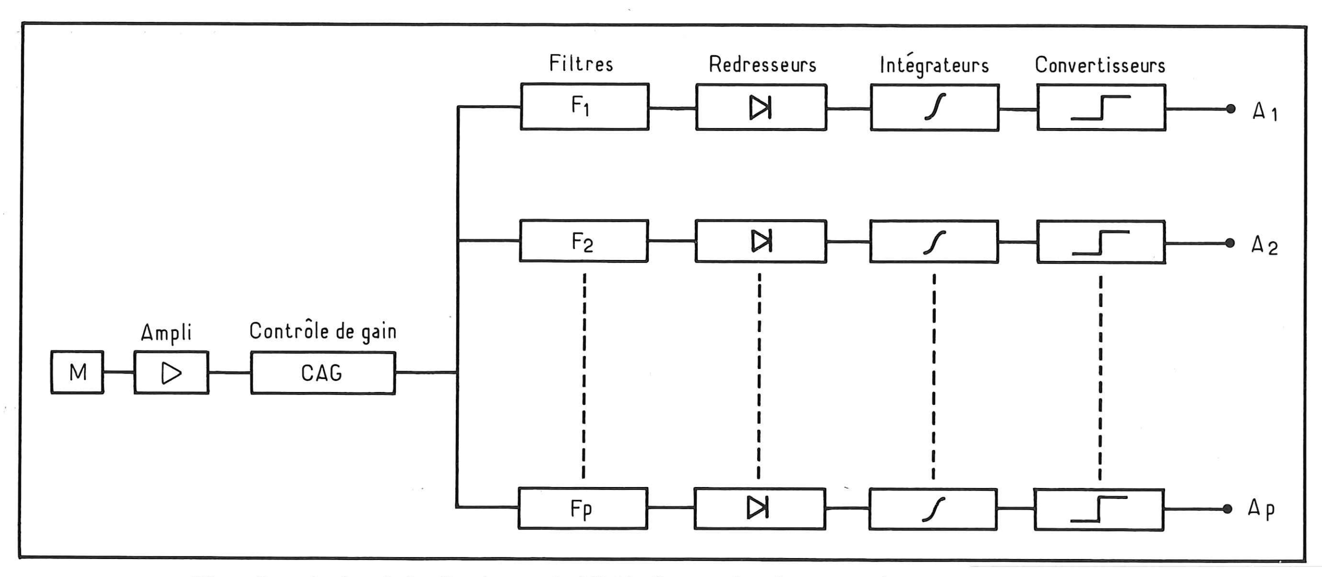


Figure 2. — Analyse de la vibration vocale à l'aide d'un vocodeur à p canaux (sans le cas étudié : $p = 14$).
Toutes les 20 millisecondes, la lecture de $A_1, A_2, \ldots, A_p$ conduit à une ligne de valeurs.

grandeur caractérisant l'énergie détectée dans cette bande. Le tout attaque un convertisseur analogique-numérique qui code entre 0 et 15 chaque quantité. Toutes les 20 millisecondes, la sortie des convertisseurs est lue et les p résultats conduisent à une ligne de valeurs. La prononciation d'un mot peut être représentée comme une suite de lignes de valeurs (cf. *fig.* 3) représentant l'évolution de la répartition fréquentielle de l'énergie du signal vocal, en fonction du temps.

III - MARQUAGE DES ÉCHANTILLONS

3.1. La détermination du point d'ancrage

Comme on peut le constater sur la figure 3, la limite entre le bruit et le premier phonème /z/ du mot ZERO (/zeRo/) est très difficile à déterminer (les formes acoustiques sont notées entre deux traits obliques). Par contre, les variations de l'énergie sur une ligne permettent de repérer la montée vers un son très énergétique, son qui est, en général, la première voyelle contenue dans le mot (l'énergie instantanée est la somme $E_i = \sum_{j=1}^{p} A_{ij}$; i représente un intervalle de 20 millisecondes). La figure 4 représente, schématiquement, les variations d'énergie observées au cours de la prononciation du mot ZERO.

L'énergie du phonème /z/ est de l'ordre de 20 et celle du /e/ est de l'ordre de 100. La transition de /z/ vers /e/ est très rapide; si on considère une valeur intermédiaire entre 20 et 100 (exemple : 70) l'instant T_{ZERO} correspondant au premier passage de l'énergie par cette valeur est assez facile à déterminer et correspond à quelque chose de bien précis : c'est la transition du /z/ vers le /e/. La valeur 70 (appelée « Barre ») permet de repérer cette transition pour toutes les prononciations du mot ZERO. La barre déterminant la montée énergétique au début d'un mot n'est pas égale à 70 systématiquement pour tous les mots du langage, elle est facile à déterminer

3	3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	11	
4	4	1	0	0	0	1	2	1	2	0	0	0	1	16	
4	4	2	0	1	1	2	1	1	1	0	0	0	1	18	
3	4	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	13	bruit
1	3	0	0	0	1	1	2	1	2	0	0	0	2	13	ou
1	3	0	0	1	1	1	2	2	2	0	0	1	2	16	Z
2	3	1	0	1	1	3	2	2	3	1	1	1	2	23	
7	5	3	3	2	3	4	2	3	4	2	1	1	2	42	
11	9	6	5	4	6	7	4	3	5	3	2	1	3	69	
13	11	7	7	6	7	9	6	5	6	5	3	1	2	88	
13	13	8	7	6	7	9	7	6	7	7	5	2	3	100	
13	13	8	8	6	7	8	8	6	7	8	6	2	3	103	
14	12	5	8	6	7	7	8	6	7	9	7	3	4	103	
14	12	0	8	7	7	7	8	7	6	7	6	3	4	96	
14	12	0	8	7	7	7	8	7	6	7	6	3	5	97	E
14	12	0	9	7	7	7	9	7	7	7	6	3	5	100	
14	12	0	9	8	8	8	9	8	7	6	5	3	6	103	
14	13	0	9	8	8	9	11	9	9	7	6	3	6	112	
13	14	9	10	9	9	10	10	9	10	9	8	4	6	130	
13	14	11	11	9	10	10	9	9	11	9	9	5	6	136	
12	14	10	10	9	11	7	7	8	10	9	9	4	4	124	
11	12	0	9	8	10	5	5	6	8	8	8	3	3	96	
9	12	0	9	7	9	4	4	4	6	6	7	3	3	83	
9	11	0	9	6	9	3	4	4	6	7	7	3	3	81	R
10	11	8	10	5	8	4	4	4	7	7	8	4	3	93	
11	12	11	10	6	7	4	4	5	8	8	8	4	3	101	
13	13	12	11	9	5	4	4	5	9	9	8	3	3	108	
15	15	13	12	9	2	5	4	5	8	8	7	2	2	107	
15	15	12	11	9	0	5	4	5	8	8	6	2	3	103	
15	15	11	11	8	0	6	5	5	8	7	6	3	4	104	
15	15	11	11	8	3	7	5	6	9	8	6	4	4	112	0
15	15	11	10	8	5	6	5	6	8	7	6	4	4	110	
15	15	11	10	7	4	4	3	4	8	7	5	3	4	100	
15	14	11	10	7	6	4	3	3	7	5	4	3	3	95	
15	14	11	10	6	6	3	3	4	7	6	5	3	3	96	
14	13	9	9	6	7	3	3	3	7	6	5	3	3	91	
13	11	9	8	5	6	2	2	3	6	5	4	2	3	79	
12	8	10	7	4	6	2	2	2	4	4	2	2	2	67	
10	0	11	6	4	5	2	2	1	3	3	2	2	1	52	
8	0	11	5	3	3	2	2	1	2	2	1	1	1	42	

Figure 3. — Spectrogramme représentant une prononciation du mot ZERO.
Une ligne code 20 millisecondes de parole; une colonne indique les valeurs lues sur un canal du vocodeur. On note A_{ij} l'élément situé à l'intersection de la i^e ligne et de la j^e colonne.
Il y a $p = 14$ canaux. La colonne de droite représente la somme des 14 canaux.

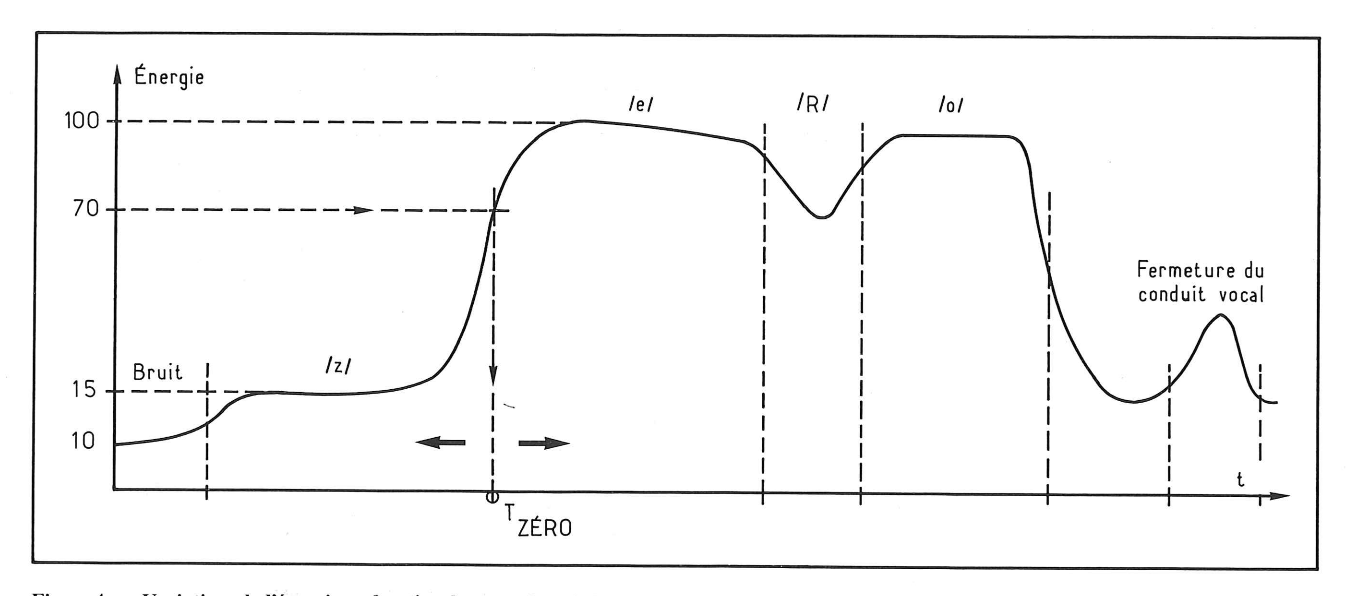


Figure 4. — Variations de l'énergie en fonction du temps lors de la prononciation du mot ZERO. Les flèches épaissies indiquent le sens de l'analyse.

(en général) mais ceci demande une analyse systématique de l'évolution énergétique observée au cours de la prononciation des mots [12].

Le point T_{ZERO} est appelé point d'ancrage du spectrogramme; il est situé dans la transition entre le premier et le second phonème du mot. Cette notion est générale; lorsqu'un mot commence normalement par un phonème énergétique, il faut supposer que le bruit qui précède le mot en constitue le premier phonème. En outre, si un mot commence par un groupe de phonèmes, on étend la notion de « phonème » en appelant ainsi le groupe de phonèmes.

3.2. Le marquage des échantillons

Le mot ZERO (par exemple) est constitué par la succession de 4 phonèmes. Une étude préalable effectuée sur des sons isolés [13] a permis de déterminer les structures typiques du /z/, du /e/, du /R/ et du /o/.

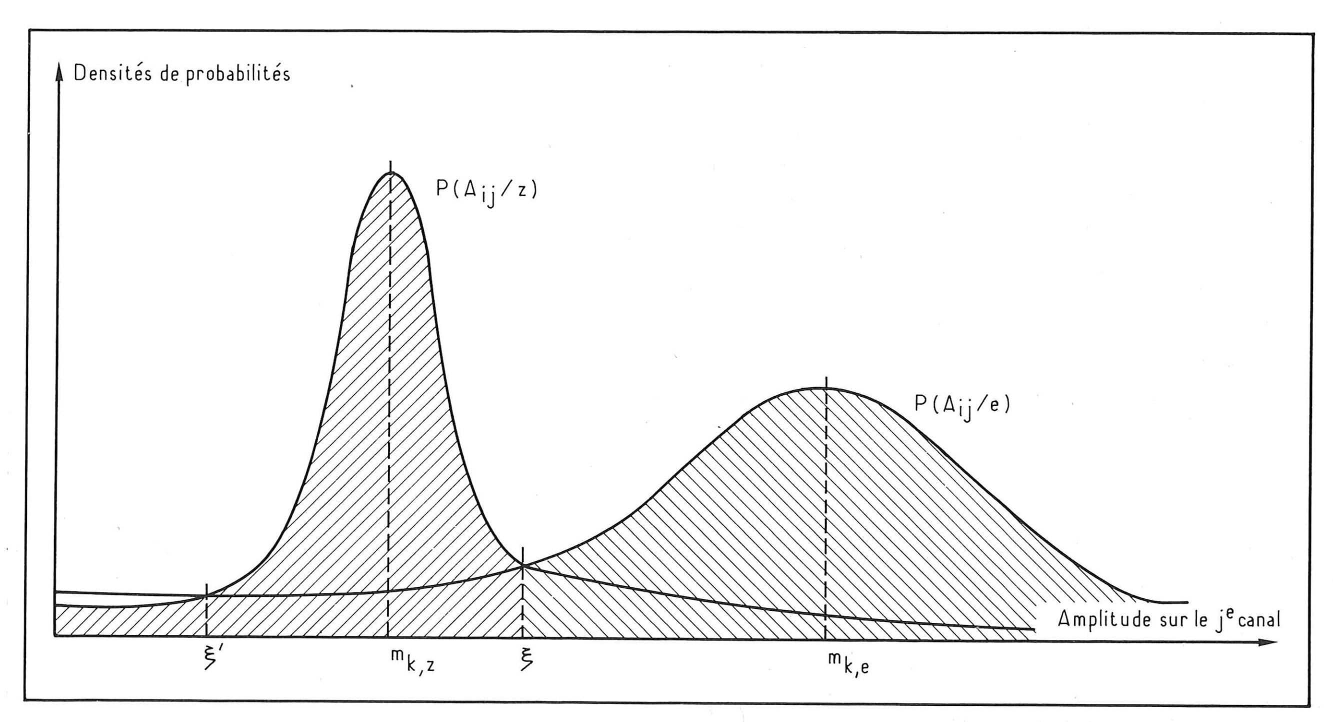


Figure 5. — Intersection de deux distributions de probabilité gaussiennes; P (A_{ij}/z) est la distribution de probabilité de l'amplitude sur le j^e canal, compte tenu du fait que /z/ est prononcé devant le microphone. P (A_{ij}/e) est la quantité correspondante pour /e/.

L'aire hachurée correspond à la quantité $Q_{j,z,e}$; elle représente (à un coefficient multiplicatif près) la probabilité pour que la discrimination entre /z/ et /e/ soit effectuée correctement à l'aide des résultats fournis par le j^e canal, en utilisant la théorie du maximum de vraisemblance.

Considérons une prononciation du mot ZERO conduisant à un échantillon ω_1 de la classe Ω_{ZERO}. On recherche le point d'ancrage T_{ZERO}; ensuite on détermine les r canaux fréquentiels qui séparent le mieux le /z/ du /e/. Le coefficient de séparation est défini par :

$$Q_{j,z,e} = \int_{-\infty}^{\frac{\xi - m_{j,z}}{\sigma_{j,z}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \, dx + \int_{\frac{m_{j,e} - \xi}{\sigma_{j,e}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \, dx \quad (1)$$

où :

- $Q_{j,z,e}$ est le score du j^e canal pour effectuer la séparation entre /z/ et /e/;
- $m_{j,z}$ et $\sigma^2_{j,z}$ sont la moyenne et la variance des valeurs A^z_{ij} (observées sur le j^e canal) lorsque /z/ est prononcé devant le microphone (cf. *fig.* 2), ($m_{j,e}$ et $\sigma^2_{j,e}$ sont les valeurs correspondantes pour /e/).

On suppose que A^z_{ij} et A^e_{ij} sont distribués normalement :

$$\left.\begin{array}{l} A^z_{ij} \rightarrow N\,(m_{j,z}\,;\,\sigma^2_{j,z}) \\ A^e_{ij} \rightarrow N\,(m_{j,e}\,;\,\sigma^2_{j,e}) \end{array}\right\} \quad (2)$$

- ξ^e est l'abscisse de l'intersection des courbes de distributions normales située entre $m_{j,z}$ et $m_{j,e}$ (cf. *fig.* 5).

Les $R_{z,e}$ canaux qui séparent le mieux le /z/ et le /e/ sont appelés les « canaux sensibles »; ils sont en général définis par un score de séparation $Q_{j,z,e}$ supérieur ou égal à 1,98. Ce sont donc eux qui mettront le mieux en évidence la transition du /z/ vers le /e/.

Soient D_1 et D_2 les distances suivantes (calculées avec les canaux sensibles seulement) :

$$\left.\begin{array}{l} D_1\,(i) = \sum_{j=1}^{R_{z,e}} \mid A_{ij} - m_{j,z} \mid \\ D_2\,(i) = \sum_{j=1}^{R_{z,e}} \mid A_{ij} - m_{j,e} \mid \end{array}\right\} \quad (3)$$

On peut représenter (*fig.* 6) l'évolution des distances en fonction du temps; lorsque D_1 (i) dépasse un seuil $s_1^{z,e}$ on admet que A_{ij} est significativement différent de $m_{j,z}$ et on en déduit que le son qui est analysé par le vocodeur n'est plus /z/. On décide alors que la transition du /z/ vers le /e/ a débuté. De la même façon, dès que D_2 (i) est inférieur à $s_2^{z,e}$ la transition est terminée et le son /e/ a débuté.

Compte tenu du choix très sélectif des $R_{z,e}$ canaux séparant le /z/ et le /e/, les valeurs de $s_1^{z,e}$ et de $s_2^{z,e}$ ne sont pas critiques; il en serait autrement si les distances D_1 et D_2 étaient calculées avec l'ensemble des $p = 14$ canaux du vocodeur, car les canaux « non sensibles » ont des contenus irréguliers et ils masquent la transition dans certains cas. La recherche de la transition entre le /z/ et le /e/, qui vient de servir de base à cette description, est triviale; nous l'avons prise comme exemple pour illustrer une méthode générale, car, dans certains cas plus difficiles, la recherche des transitions à l'aide des « canaux sensibles » est loin d'être « un raffinement inutile ». Une fois que la transition entre le /z/ et le /e/ est déterminée, on recherche la transition entre le /e/ et le /R/ puis entre le /R/ et le /o/ et enfin entre le /o/ et le bruit final. Cette recherche est effectuée automatiquement sur ordinateur [12] car la procédure employée est longue mais son caractère répétitif se prête bien à une programmation par boucles.

Pratiquement, la méthode employée pour segmenter ZERO est la suivante (cf. *fig.* 4). On calcule d'abord l'abscisse du point d'ancrage T_{ZERO} (qui est située dans la transition /z/ et /e/); ensuite, on repère (à l'aide de D_2) le début de /e/, puis on recherche les transitions entre les différents phonèmes en comparant D_1 et D_2 à des seuils en travaillant de gauche à

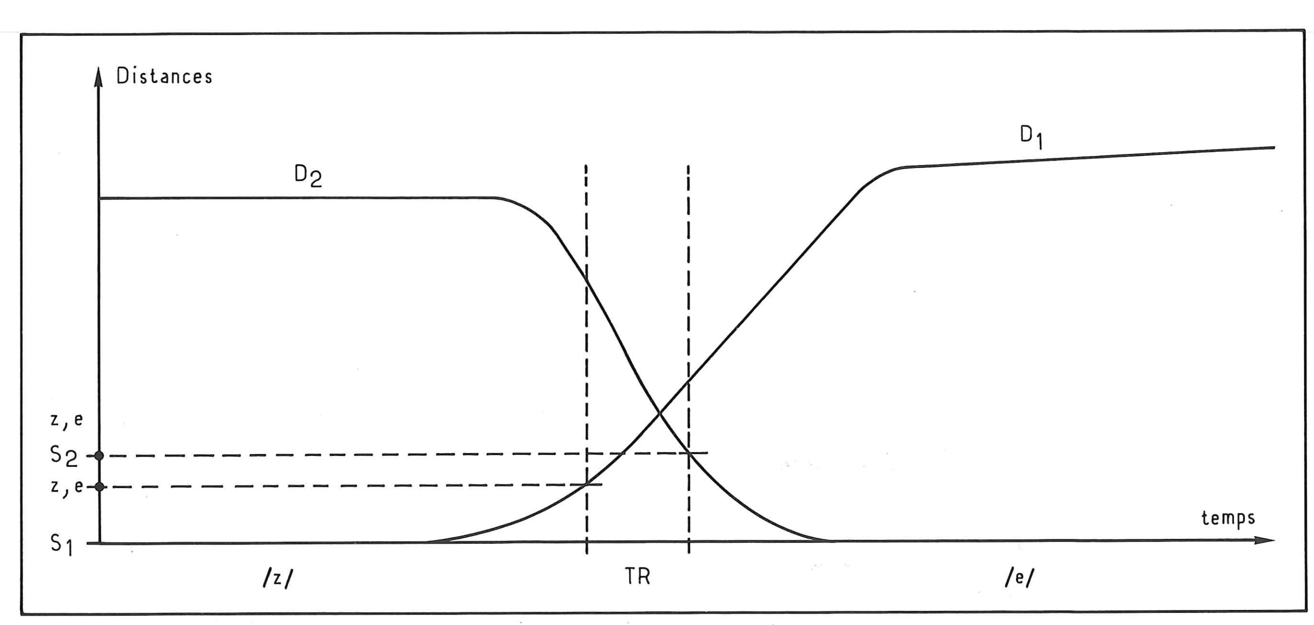


Figure 6. — Evolution des distances D_1 et D_2 en fonction du temps (lorsque l'indice de ligne, *i*, varie).

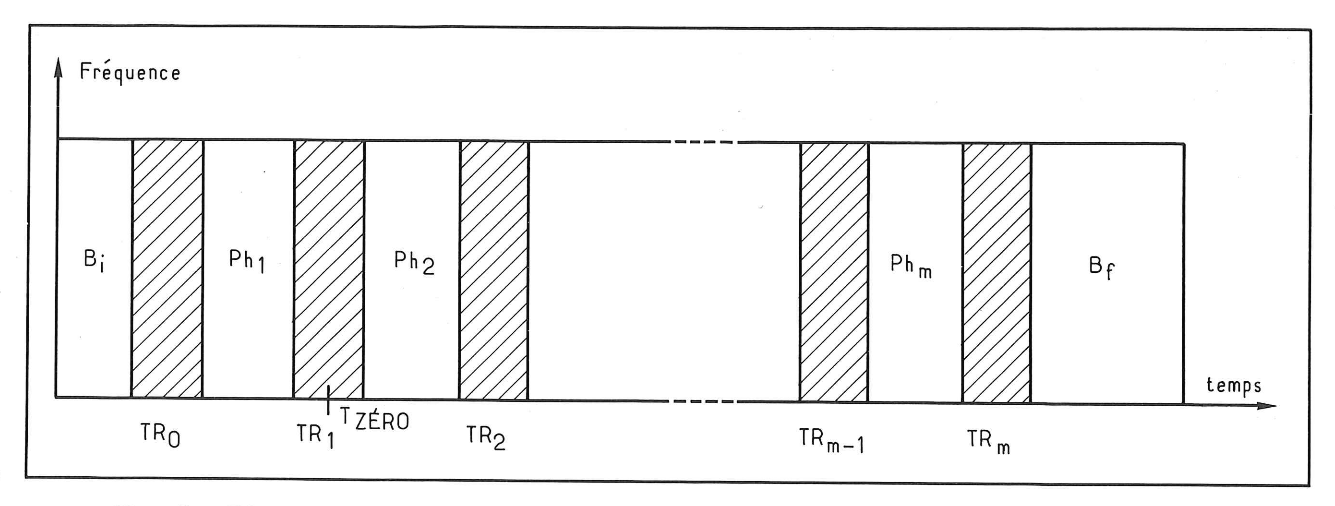


Figure 7. — **Etiquetage des lignes de valeurs d'un spectrogramme de ZERO à la suite de la recherche des (m + 1) transitions.**
B_i et B_f sont les bruits (initial et final),
Ph_1, Ph_2, . . . , Ph_m sont les phonèmes,
TR_0, TR_1, . . . , TR_m sont les transitions,
B_i et TR_0 peuvent ne pas être sur le spectrogramme. T_{ZERO} est le point d'ancrage (toujours présent sur le spectrogramme). Les « lignes de valeurs » sont représentées verticalement.

droite. Ensuite on revient au point T_{ZERO} et on étudie les lignes de valeur de droite à gauche (on considère les abscisses $T_{ZERO} - 1$, $T_{ZERO} - 2$, $T_{ZERO} - 3$, . . ., successivement). Le calcul de D_1 (cf. *fig.* 6) indique la fin du /z/; on recherche ensuite le début du /z/ et la fin du bruit précédant ZERO, en étudiant la transition du z vers le bruit initial.

La séparation du signal et du bruit n'est pas un problème trivial; une bonne partie des échantillons de ZERO dont nous disposions (cf. *fig.* 3) débute avec des lignes de valeur correspondant au /z/. Le début du /z/ n'étant pas présent sur tous les spectrogrammes, nous ne pouvions pas faire une étude par rapport à lui, et nous avons choisi un point d'ancrage plus fiable.

La segmentation d'un spectrogramme de ZERO complet (il débute sur le bruit initial) est représentée sur la figure 7.

IV - LA DÉTERMINATION DES LIMITES ENTRE PHONÈMES

4.1. La redétermination des structures spectrales des phonèmes

La segmentation indiquée sur la figure 7 correspond à l'étude de l'un des échantillons ω_i de Ω_{ZERO} (cf. *fig.* 1). Cette segmentation a été effectuée à l'aide des moyennes et des variances ($m_{j,z}$ et $\sigma^2_{j,z}$ $\forall j$, pour /z/ par exemple, cf. équation 3) calculées sur 25 phonèmes considérés comme quasi-stationnaires, qui ont été prononcés de façon isolée. Dans les plosives, on ne considère que la partie occlusive; la libération d'énergie est inclue dans la transition.

Les structures spectrales calculées sur des phonèmes isolés sont suffisantes pour repérer les transitions dans

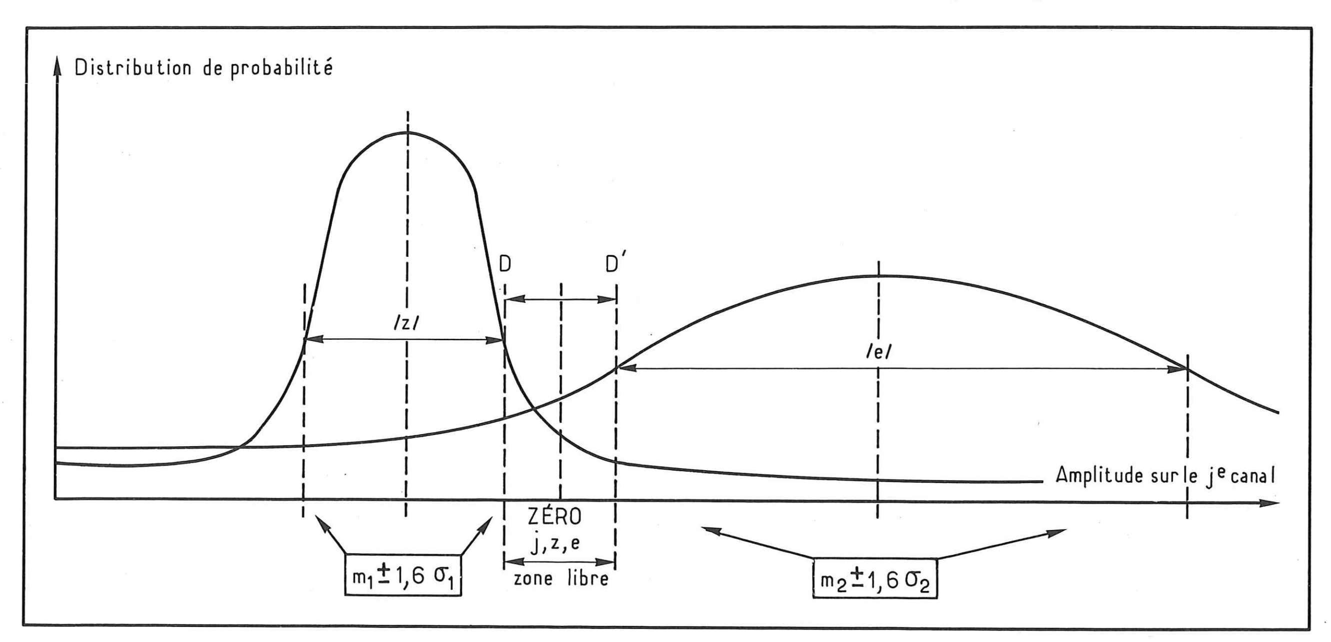


Figure 8. — **Détermination des zones de présence à 90 % correspondant au /z/ et au /e/ sur le j^e canal. DD′ est la zone intermédiaire.**
On note $m_1 = m_{j,z}^{ZERO}$ et $m_2 = m_{j,e}^{ZERO}$. Idem pour σ.

les mots à l'apprentissage, surtout quand on utilise les canaux sensibles. Néanmoins, on peut penser que l'approximation des formes spectrales des phonèmes contenus dans un mot, à l'aide de mesures effectuées sur des prononciations isolées, n'est qu'une première approximation, car les phénomènes de coarticulation décrits dans la phonation [14] doivent avoir une influence sur la structure spectrale.

Si on veut placer une limite entre deux phonèmes consécutifs dans un mot, par exemple dans la transition entre /z/ et /e/, il est nécessaire d'utiliser des structures spectrales plus précises. C'est ainsi que pour un phonème donné n, dans un mot Ω_M, on réunit toutes les lignes de valeur de Ph_n (cf. *fig.* 7) dans tous les échantillons ω_i de Ω_{ZERO}. On recalcule alors la moyenne et la variance m_{j,Ph_n}^{ZERO} et $(\sigma_{j,Ph_n}^{ZERO})^2$ des valeurs A_{ij} données par le vocodeur, pour le n^e phonème de ZERO, sur le j^e canal (quel que soit j).

4.2. La position de la transition type

Connaissant les structures de /z/ et /e/ dans ZERO, par exemple, on détermine une structure intermédiaire entre celles du /z/ et du /e/ qu'on appellera « transition type ».

Il s'agit de déterminer la valeur la plus intermédiaire entre m_{jz}^{ZERO} et m_{je}^{ZERO} lorsque ces deux moyennes sont significativement différentes, pour chacun des canaux.

Considérons la quantité

$$\lambda_{j,z,e} = \frac{| m_{j,z}^{ZERO} - m_{j,e}^{ZERO} |}{\sigma_{j,z}^{ZERO} + \sigma_{j,e}^{ZERO}} \tag{4}$$

Lorsque $\lambda_{j,z,e} > 1,6$, on peut dire que les zones contenant 90 % des valeurs observées pour les phonèmes /z/ et /e/ sur le j^e canal, sont séparées (cf. *fig.* 8). On sait en effet que :

$$\int_{m-1,6\sigma}^{m+1,6\sigma} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx = 0,90 \tag{5}$$

La valeur de la transition-type sur le j^e canal est prise au milieu $N_{j,z,e}^{ZERO}$ du segment DD', lorsque les zones à 90 % ne se chevauchent pas. On dira alors que $m_{j,z}^{ZERO}$ et $m_{j,e}^{ZERO}$ sont significativement différents. Si les zones se chevauchent, le j^e canal n'est pas considéré.

Soit $R_{z,e}^{ZERO}$ le nombre de canaux considérés. Pour chacune des lignes de valeurs de la transition située entre /z/ et /e/, on calcule la quantité :

$$\delta(i) = \sum_{k\in C} | A_{ij} - N_{j,z,e}^{ZERO} | \tag{6}$$

où C représente l'ensemble des $R_{z,e}^{ZERO}$ canaux ayant un coefficient $\lambda_{j,ze} \geqslant 1,6$.

La ligne de valeurs correspondant au minimum de δ (i) est appelée limite entre /z/ et /e/. S'il y a plusieurs minimums « ex-aequo » on choisit le barycentre et on arrondit i à la valeur entière la plus proche.

Le résultat de cette détermination est indiqué sur la figure 9.

4.3. Importance spectrale de la coarticulation

Le recalcul des paramètres des phonèmes Ph_n conduit à une déviation d_n voisine de 20 % quand on pose :

$$d_n = \frac{\delta^n}{E_n}$$

$$\text{avec } \delta_n = \sum_{j=1}^{14} |m_{j,n} - m'_{j,n}| \tag{7}$$

$$E_n = \sum_{j=1}^{14} m_{j,n}$$

où : $m_{j,n}$ est la moyenne obtenue pour le n^e phonème lorsqu'il est étudié seul et $m'_{j,n}$ est la moyenne des valeurs qu'il prend dans un mot (sur le j^e canal).

La figure 10 donne les résultats obtenus pour le mot ZERO. La distance moyenne entre L_1 et T est est égale à 1,60 dans ce mot (L_1 est situé avant T).

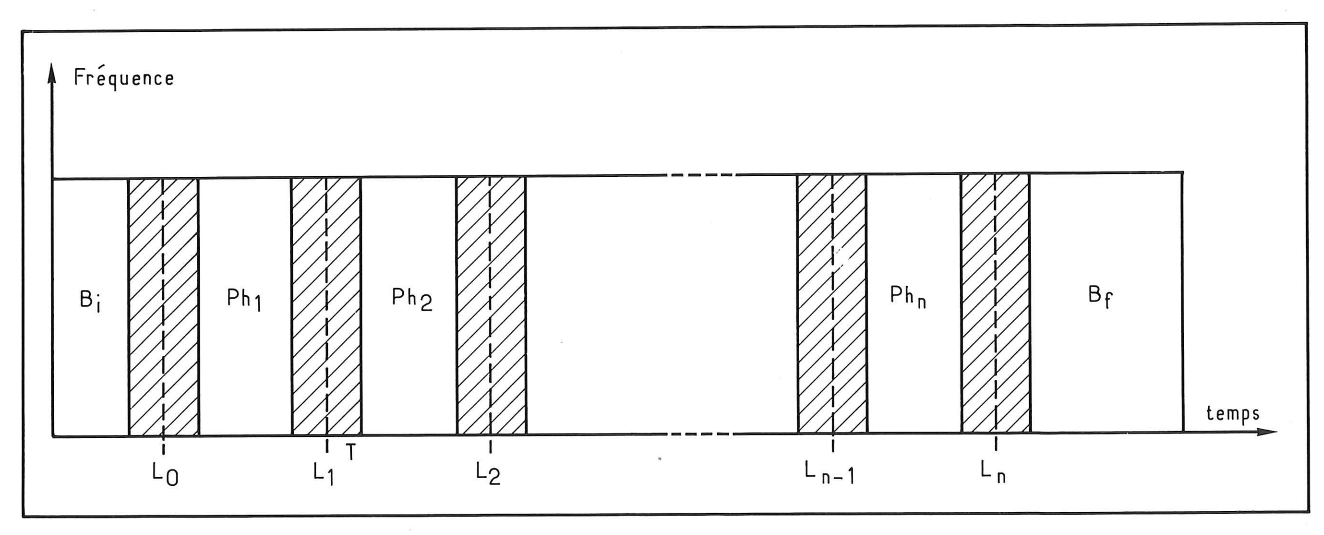


Figure 9. – Détermination des limites $L_0, L_1, L_2, \ldots, L_{n-1}, L_n$ entre 2 phonèmes successifs. En général L_1 et le point d'ancrage T ne sont pas confondus.

PHONÈME (Ph_n)	/z/	/e/	/R/	/o/
d_n	0,20	0,26	0,51	0,19

Figure 10. — **Modification des structures spectrales des phonèmes du mot ZERO, par la coarticulation.**

V - DÉTERMINATION DE L'ARCHÉTYPE MOYEN

5.1. Le calcul des durées des phonèmes

L'étude que nous venons de présenter est effectuée pour tous les échantillons $\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n$ de Ω. Pour chaque prononciation ω_v de ZERO, on peut déterminer la durée (en unités de 20 millisecondes) des phonèmes /e/, /R/ et /o/. On sait que le début du /z/ n'est pas systématiquement sur le spectrogramme. La durée d'un phonème Ph_n est prise entre les limites L_{n-1} et L_n qui l'entourent.

Soit $\theta_{e,v}^{ZERO}$ la durée de /e/ dans l'échantillon ω_v de Ω_{ZERO}. On pose

$$\overline{\theta_e^{ZERO}} = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^{n} \theta_{e,v}^{ZERO} \qquad (8)$$

On définit ainsi une durée moyenne pour chacun des phonèmes. Le phonème qui précède le point d'ancrage sera systématiquement représenté par les 5 « échantillons » (échantillonnages électroniques de 20 ms ou lignes de valeurs) qui précèdent L_1

5.2. La normalisation des échantillons

Nous allons maintenant normaliser les échantillons $\omega_1, \omega_2, \ldots, \omega_n$ sur les durées moyennes des phonèmes $\overline{\theta_u^M}$ (M étant l'indice de la classe Ω_M, u celui du phonème Ph_n).

Supposons (cf. *fig.* 11) qu'une longueur moyenne (ou « standard ») $\overline{\theta_u^M}$ calculée soit égale à 5 échantillons de 20 ms et que le spectrogramme ω_v^M (correspondant à la ve prononciation du mot Ω_M) le u^e phonème dure 120 ms, c'est-à-dire 6 échantillons. Les 5 échantillons de la structure standard associée à ω_v^M seront obtenus à la suite d'une transformation linéaire. La structure standard associée est l'échantillon normalisé.

Considérons la ligne de valeurs d'abscisse x. Son abscisse corrigée AC_x est donnée par :

$$AC_x = \beta_i + (\beta_s - \beta_i) \times \frac{(x - B_i)}{(B_s - B_i)} \qquad (9)$$

où :

- β_i et β_s sont les abscisses du n^e phonème sur ω_v^M,

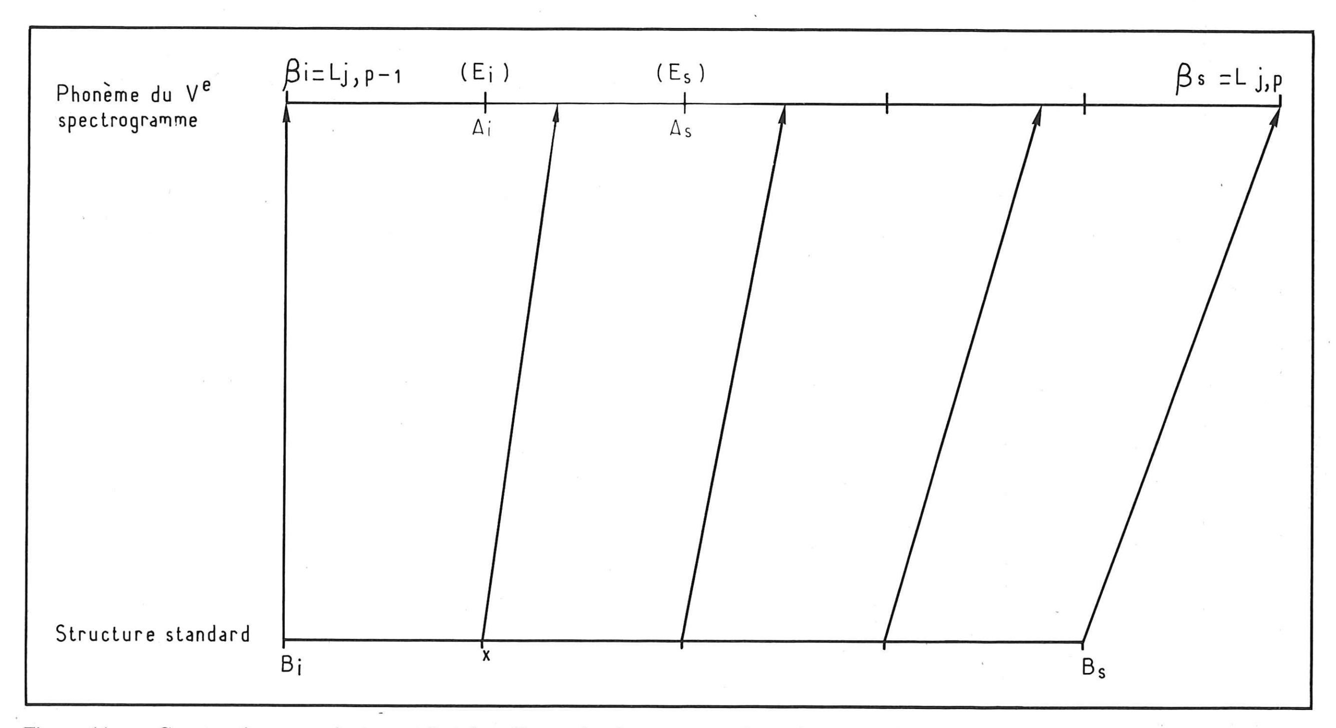


Figure 11. — **Construction, par ajustement linéaire, d'un « phonème moyen » à partir du phonème correspondant, dans le ve spectrogramme d'apprentissage. B_i, B_s, β_i et β_s sont des abscisses.**

On travaille sur le n^e phonème (Ph_n).

3	3	1	1	1	1	2	2	1	2	0	0	0	1	2
3	3	1	1	1	2	2	2	2	2	0	0	0	1	2
3	3	0	1	1	2	2	2	2	3	0	0	0	2	2
3	3	0	1	1	1	2	1	1	2	0	0	0	1	3
3	3	1	2	1	2	2	1	2	2	1	0	0	1	4
3	3	1	1	1	2	2	1	1	2	1	0	0	1	6
3	3	2	2	1	2	2	2	1	2	1	1	0	0	8
3	3	2	1	1	2	2	2	1	2	1	1	0	0	9
3	3	1	1	1	1	2	2	1	2	1	1	0	0	10
3	3	1	1	1	1	2	2	1	2	2	1	0	1	10
3	3	1	2	1	1	2	2	1	2	2	1	0	1	10
3	3	0	2	1	2	2	2	2	2	1	1	0	1	11
3	3	1	2	1	1	2	2	2	2	1	1	0	1	11
3	3	1	2	1	2	1	1	1	2	1	1	0	1	12
3	3	1	2	2	2	1	1	1	2	1	1	1	1	11
3	3	0	2	2	2	1	1	1	2	1	1	1	0	9
3	3	0	2	2	2	1	1	1	1	1	2	1	1	7
3	3	1	2	1	2	1	1	1	2	1	2	1	0	8
3	3	2	2	1	1	1	1	1	2	2	2	0	0	9
3	3	3	3	1	1	1	1	1	2	1	2	0	0	10
3	3	3	3	2	0	1	1	1	2	1	2	0	0	10
3	3	2	3	2	0	1	1	1	2	1	1	0	0	9
3	3	2	3	2	0	1	0	1	2	1	1	0	0	9
3	3	1	3	2	0	1	0	1	2	1	1	0	0	9
3	3	1	3	2	0	1	0	1	2	1	1	0	0	9
3	3	1	3	2	1	1	0	1	2	1	1	0	0	9
3	3	1	3	2	1	1	1	1	2	1	1	0	0	8
3	3	1	3	2	1	1	1	1	2	1	1	0	0	8
3	3	2	3	2	1	1	1	1	2	1	1	0	0	8
3	3	2	3	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	7

Figure 12. — Archétype du mot ZERO (il représente $\overline{\omega^M}$).

- B_i et B_s sont les abscisses du phonème standard associé.

AC_x est compris entre les lignes de valeurs (E_i) et (E_s) d'abscisses A_i et A_s. Les valeurs des 14 canaux (correspondant à la xe ligne) sont obtenues par :

$$CC_{AC_j} = C^{A}{}_{ij} + (C_{A_{sj}} - C_{A_{ij}}) \frac{(AC_x - A_i)}{(A_s - A_i)} \quad (10)$$

avec : $A_s - A_i = 1$,

où :

- CC_{AC_j} est le contenu du j^e canal fréquentiel sur la ligne de valeurs standard d'abscisse x;
- $C_{A_{ij}}$ est le contenu du j^e canal sur la ligne de valeurs inférieure E_i du ve spectrogramme (ω_v^M);
- $C_{A_{sj}}$ est le contenu du j^e canal sur la ligne de valeurs supérieure E_s du ve spectrogramme (ω_v^M).

Cette procédure est utilisée pour tous les phonèmes (ou segments) qui sont situés après le point d'ancrage. Le phonème précédant le point d'ancrage est représenté par les 5 lignes de valeurs précédant L_1.

La forme standard ou normalisée obtenue à partir de ω_v^M est notée $\omega_v'^M$.

5.3. La détermination de l'archétype moyen

Les spectrogrammes $\omega_v'^M$ sont constitués de segments ayant tous la même durée. Chaque ligne de valeurs comporte 14 canaux. On peut donc moyenner les quantités correspondantes; c'est ainsi que la valeur A'_{ij} (i^e ligne, j^e canal) est donnée par :

$$\overline{A'_{ij}} = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^{n} A'_{ijv} \quad (11)$$

où A'_{ijv} est le contenu du j^e canal de la i^e ligne sur l'échantillon $\omega_v'^M$.

Pour des raisons de stockage en mémoire (on souhaite constituer un dictionnaire compact) nous avons transformé les quantités $\overline{A'_{ij}}$ appartenant à la forme moyenne $\overline{\omega'^M}$.

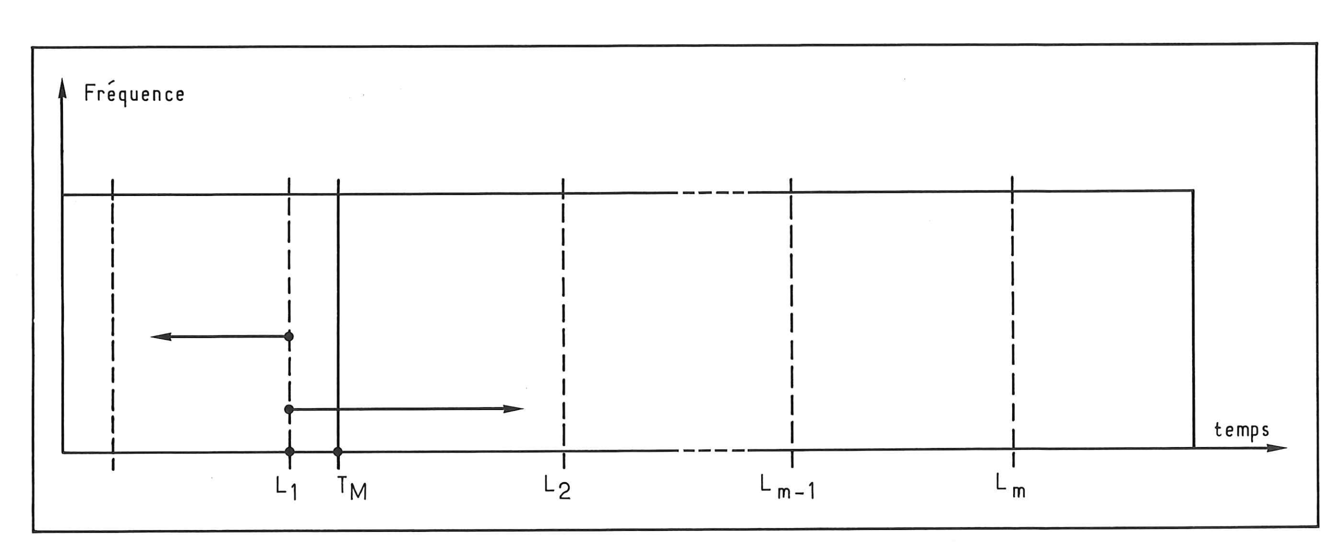


Figure 13. — Principes de la reconnaissance d'un spectrogramme inconnu. X est normalisé par rapport à chaque archétype avant le calcul des similitudes.

Archétype / Spectrogramme	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	*									
1		*			(*)					
2		(*)	*							
3				*						
4					*					
5						*				
6							*			
7							(*)	*		
8									*	
9										*

Figure 14. — Les résultats d'une reconnaissance effectuée à partir des archétypes moyens. Nous avons cerclé les confusions. Les signes * sont mis dans les cellules pour lesquelles des conformités ont été acceptées.

Tout d'abord, on calcule l'énergie du spectrogramme transformé $\overline{\omega'^{M}}$; pour chaque ligne de valeurs, il faut considérer la somme :

$$E'_i = \sum_{j=1}^{14} \overline{A'_{ij}} \qquad (12)$$

Ensuite, on code sur 4 niveaux chacune des valeurs $\overline{A'_{ij}}$ du spectrogramme moyen $\overline{\omega'^{M}}$ de Ω_M, par rapport à l'énergie qui est dans la ligne (ceci équivaut à renforcer numériquement l'action du contrôle automatique de gain; cf. *fig.* 2) et on obtient A''_{ij}

$$\overline{A''_{ij}} = \mathrm{Ent}\left[\overline{A'_{ij}} \times \frac{28}{E'_i}\right] \qquad (13)$$

où :

- $\overline{A''_{ij}}$ est le contenu du j^e canal de la i^e ligne de $\overline{\omega^{M}}$ (*fig.* 1);
- E'_i est l'énergie de la i^e ligne de valeurs de $\overline{\omega'^{M}}$;
- Ent est la fonction « entier ». Elle prend la partie entière du résultat.

$\overline{A''_{ij}}$ est limité à 3 (on code sur 4 canaux).

$\frac{E'_i}{28}$ est la demi-moyenne, par canal, de l'énergie d'une ligne.

L'énergie E'_i est ensuite codée sur 16 niveaux. La figure 12 représente l'archétype de ZERO (ω^{ZERO}).

5.4. Bilan de la construction d'un archétype

Un archétype contient deux types d'informations :

- la répartition fréquentielle (relativement à l'énergie totale) de l'énergie sur chacune des lignes de valeurs (A''_{ij});
- l'énergie totale de chaque ligne de valeurs (E'_i).

Il faut 14 fois 2 bits pour coder les canaux et 4 bits pour l'énergie. Un échantillon de 20 millisecondes tient donc sur 4 octets soit 1 mot sur des ordinateurs classiques. En outre, toutes les étapes qui ont été décrites pour ZERO ont été programmées et le travail de calcul considérable qui est impliqué est confié à un ordinateur. Des cartes paramètres permettent d'adapter des programmes généraux à toutes les situations.

VI - RÉSULTATS DE LA RECONNAISSANCE

6.1. Le principe de la méthode utilisée

Un spectrogramme inconnu X est successivement comparé à tous les archétypes $\overline{\omega^M}$ d'un dictionnaire.

Pour chaque comparaison, l'ordinateur recherche le point d'ancrage T_M sur X puis il place L_1 par rapport à ce point d'ancrage (cf. *fig.* 13). Les valeurs x_{ij} contenues dans X sont transformées conformément aux équations 12 et 13 et codées.

L'énergie sert de base à une comparaison dynamique qui semble conduire à des résultats meilleurs que ceux fournis par les méthodes classiques analytiques, au moins sur ce type de données [15].

Ensuite, chaque fois qu'une fin de phonème est rencontrée sur l'archétype $\overline{\omega^M}$ une distance est calculée entre le phonème de l'archétype et les lignes de valeurs correspondantes sur X.

$$\Delta_u^M = \sum_{i=1}^{\gamma_u^M} \sum_{j=1}^{14} | S''_{ij} - X''_{ij} | \qquad (14)$$

où :

- Δ_u^M est la distance calculée pour le u^e phonème de Ω_M ;
- S''_{ij} est une valeur de l'archétype (donnée par la formule 13);
- X''_{ij} est la valeur correspondante de X (après transformation par la formule 13);
- ν_u^M est le nombre de lignes de valeurs correspondantes au u^e phonème de Ω_M.

Δ_u^M est comparé à un seuil Σ_u^M. Si $\Delta_u < \Sigma_u^M$ pour tous les phonèmes de l'archétype, le spectrogramme X est déclaré « conforme »; sinon il est rejeté.

6.2. Les résultats de la comparaison

La méthode déterministe envisagée au paragraphe 6.1. peut être complétée par des métriques statistiques. On lui demande donc d'accepter comme « conformes » les spectrogrammes appartenant à sa classe (quitte à déclarer « conformes » d'autres spectrogrammes qui seront éliminés par la suite).

Les résultats sont indiqués sur la figure 14 (la reconnaissance des chiffres est couramment utilisée pour « étalonner » les méthodes de reconnaissance).

Nous avons fixé les seuils Σ_u^M pour que la reconnaissance soit parfaite sur la diagonale principale. On relève quelques confusions qui sont liées aux valeurs très larges prises pour Σ_s^M. Des considérations statistiques [12] permettent de réduire ces confusions.

VII - CONCLUSIONS

La méthode que nous venons de décrire permet d'obtenir des archétypes représentant bien les spectrogrammes attachés à une classe. Les calculs sont longs, mais ils sont entièrement programmés; il suffit d'établir des cartes paramètres pour obtenir automatiquement l'image $\overline{\omega M}$ recherchée.

Les auteurs remercient les ingénieurs du CNET à Lannion qui leur ont permis de constituer la banque de données : MM. GRESSER, MERCIER, BUISSON et REJAUD (Département CSI).

BIBLIOGRAPHIE

[1] N. LINDGREN. — « Automatic recognition of human language », *IEEE spectrum*. T2, mars, p. 114; avril, p. 44; mai, p. 104-1965.

[2] A.J. SZANZER. — « Elastic matching in automatic pattern recognition ». *Inst. Phys. Conf. Serv.*, n° 13, 1972, pp. 328-333, London (G.B.).

[3] J.S. LIÉNARD et coll. — « Quelques idées directrices en reconnaissance de la parole ». *Automatisme*, T. 18, n° 3, mars 1973, pp. 89-98.

[4] S. CASTAN et G. PERENNOU. — « Reconnaissance des formes par apprentissage ». *Nucléus*, T. 8, n° 4, 1968, pp. 329-350, Nucléus S.A., éditeur, 1, rue Chalgrin, Paris XVIe.

[5] Y.T. CHEN et K.S. FU. — « On the generalized Kurhmen-Loeve expansion ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, 13, n° 2, 1967, pp. 518-520.

[6] G. SEBESTYEN. — « Decision making processes in pattern recognition », 1962, MacGraw, New York.

[7] C. BERGER-VACHON et G. MESNARD. — « Evaluation de l'efficacité d'un système de reconnaissance des formes ». *Onde Electrique*, Vol. 50, fasc. 11, déc. 1970, pp. 920-933.

[8] L. GILLI et A.R. MEO. — « Sequential system for recognizing spoken digits in real time », *Acustica*, vol. 19, n° 1, 1968, pp. 38-48.

[9] J. PIERCE. — « Whither speech recognition ». *Journal of the Acoustical Society of America* [46], 1969, pp. 1049-1051.

[10] C. BERGER-VACHON. — « Application des techniques statistiques à la reconnaissance de la parole ». *Automatisme*, T. 17, n° 3, mars 1972, pp. 76-77.

[11] G. FERRIEU, J. PONCIN, G. ROUX et J. VINCENT-CARREFOUR. — « Synthèse et reconnaissance de la parole par calculateurs ». *L'Echo des Recherches*, juin 1968, pp. 30-42.

[12] C. BERGER-VACHON. — « Conception d'une entrée vocale automatique. Prétraitement des signaux, élaboration du dictionnaire et mise en œuvre en reconnaissance immédiate ». Thèse d'Etat, Lyon, sept. 1975.

[13] C. BERGER-VACHON, G. MESNARD et J.Y. GRESSER. — « Etude théorique et expérimentale des confusions données par un vocodeur. Application à la reconnaissance de la parole ». *Annales des Télécommunications*, juin 1975, pp. 139-148.

[14] J.L. FLANAGAN. — « Speech analysis, synthesis and perception ». Springer Verlag, 1972, Berlin.

[15] R. VIVES, L. BUISSON, J.Y. GRESSER, G. MERCIER et M. QUERRE. — « Reconnaissance de grands dictionnaires prononcés par plusieurs locuteurs », 5e Journées d'Etudes sur la parole, Orsay 1974, Proc. pp. 125-131.

Action concertée « automatisation et grands systèmes » Liste des contrats en cours en 1977

La Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique soutient chaque année des projets d'automatisation industrielle. La liste ci-dessous rappelle les contrats passés par le Comité d'action concertée « Automatisation et grands systèmes », qui sont actuellement en cours de réalisation. Elle est divisée en quatre chapitres :

I. Etude de processus. Etudes générales
II. Automatisation et optimisation des systèmes et processus industriels
III. Robotique industrielle
IV. Bourses

I - ÉTUDE DE PROCESSUS ÉTUDES GÉNÉRALES

Etude de la conduite automatique d'un atelier industriel de fabrication de tubes en matière plastique basée sur la saisie des critères de bonne qualité des tubes.

ARMOSIG
F.N.S.M.

Contrôle et commande du fonctionnement d'un réacteur d'épitaxie par calculateur.

R.T.C.
UNIV. PAUL SABATIER (L.A.A.S.)

Ordonnancement dans une P.M.E. avec optimisation par algorithme assisté.

SESA
UNIV. BORDEAUX I (GRAI)
STÉ PETITJEAN

Etude de la transmission numérique série de l'information en ambiance industrielle.

ALSTHOM
UNIV. PAUL SABATIER (L.A.A.S.)

Etude sur le contrôle et la régulation d'autobus en milieu urbain.

ONERA
TRANSEXEL
I.R.T.

Optimisation du processus chimique de fabrication de la bière.

KRONENBOURG
CERCI
C.E.A.
IBANA

Optimisation de la production d'erythromycine.

I.N.R.A.
I.N.P.G.

Mise au point d'un programme de conception assistée par ordinateur pour l'optimisation des formes pharmaceutiques.

ADERSA GERBIOS
THERAPLIX

Automatisation d'un procédé de récupération de protéines par membranes semi-perméables.

C.G.A.
E.N.S.I.A.A.
PROSPÉRITÉ FERMIÈRE
GUÉRIN S.A.

Etude d'aide électronique pour la surveillance et le contrôle des nuisances causées par la circulation urbaine.

C.G.A.
ONERA/CERT
E.B.M.
I.R.T.

Etude pour la conduite d'une station d'épuration multitraitement.

O.D.A.
UNIV. LILLE I
CERCI

Elaboration des consignes de refoulement dans un réseau hydraulique.

S.L.E.E.
ARMINES
SAGETOM

Problèmes posés aux opérateurs humains par la mise en place de processus automatiques complexes en fabrication.

UNIV. TOULOUSE MITRAIL

Etude et réalisation d'une orthèse motorisée pour handicapés.

ONERA/CERT

Automatisation des postes de travail sous microscope dans la fabrication des dispositifs semi- conducteurs.

R.T.C.
UNIV. PAUL SABATIER (L.A.A.S.)
ENSEEIHT

Automatisation des opérations de fabrication des tissus façonnés.

CREATI
I.T.F.

Recherche d'estimateurs à structure parallèle.

ONERA/CERT

Automatisation de la déshydratation des fourrages.

FRANCE LUZERNE
ENSIAA
UNIV. DE LILLE

Systèmes informatiques pour l'automatisation intégrée de systèmes complexes.

C.E.N.G. LETI
I.N.P.G. (ENSIMAG)
(LAG)

Etude d'automatisation des corrections des émetteurs de télévision.

THOMSON C.S.F.
E.S.E.

Automatisation d'une station expérimentale d'épuration à l'oxygène pur.

C.U. SAVOIE
I.N.P.G. (LAG)
STÉ DEGREMONT

Optimisation de l'utilisation par l'agriculture des réserves d'eau à partir de la modélisation du système eau-sol-culture.

ONERA/CERT

Etude d'automatisation des caméras couleur de télévision.

THOMSON C.S.F.
UNIV. PAUL SABATIER (L.A.A.S.)
ENSEEIHT

Réduction d'une base de données dynamique à structure non stationnaire pour la conduite optimale et la détection d'évolution anormale d'un processus industriel au niveau II.

ADERSA GERBIOS

Conduite optimale de distillation de pétrole brut. Recueil des données en vue d'une optimisation de la marche.

C.F.R.

Etude théorique d'une mise en œuvre simplifiée de l'algorithme d'identification et de commande en ligne

IDCOM.
ADERSA GERBIOS

Méthodologie générale pour l'étude de la synchronisation des approvisionnements externes de la fabrication interne en gestion de production.

UNIV. BORDEAUX I (GRAI)
CROUZET S.A.
ADEPA

Conception d'automatismes logiques répartis. Outils et mise en œuvre.

I.N.P.G. (ENSIMAG)
OPTION S.A.

II - AUTOMATISATION ET OPTIMISATION DES SYSTÈMES ET PROCESSUS INDUSTRIELS

Automatisation d'une usine de produits chimiques (RIBECOURT) et gestion de production.

R.P.I.
CERCI

Conception d'un système automatisé de stockage et de distribution dans l'industrie mécanique.

C.G.A.
ONERA/CERT
C.G.M.S.

Conduite optimale de la fabrication de la bière.

KRONENBOURG
INGETEC
CERCI

Etude de la faisabilité d'une commande coordonnée d'une chaîne de fabrication de semiconducteurs.

R.T.C.
UNIV. PAUL SABATIER (LAAS)

Utilisation des techniques de l'automatique à l'optimisation en temps réel d'un grand système énergétique. Application à une raffinerie et généralisation.

C.F.R.
TÉLÉMÉCANIQUE
I.N.P.G.
OPTION S.A.

Modélisation, optimisation et automatisation d'une unité industrielle d'acide nitrique.

CERT
I.G.C.

Automatisation numérique du cycle eau-vapeur des navires. Emploi de microprocesseurs.

E.N.S.M.
I.R.C.N.

Modélisation dynamique d'un procédé de fusion dans un cubilot à vent chaud et optimisation de sa conduite.

I.N.S.A.
BERLIET

III - ROBOTIQUE INDUSTRIELLE

Recherche de manipulateur programmable adapté à l'estampage.

ADETIEF
C.E.A.
I.S.M.C.M.

Etude de la faisabilité sur l'intégration d'un module de motricité programmable à deux degrés de liberté en coordonnées cartésiennes pour robot autoadaptatif à haute vélocité et précision.

CABINET NORM

Etude et réalisation d'un palpeur tridirectionnel de détection de proximité, puis de mesure de position. Méthodologie d'approche réflexe.

SAGEM
IRISA

Etude d'un détecteur de joint et de la commande adaptative d'un robot programmable de soudage à l'arc I.T.G.

O.T.A.

Reconnaissance et tri de pièces moulées en fonderie. Pré-étude.

E.N.S.M.
IRISA
MECAWORMS

Fonction « décision commande » d'un robot industriel.

ONERA DERA/DERI

Reconnaissance de formes vidéo en temps réel dans un espace incertain et commande d'un système mécanique de positionnement et de tri.

ADERSA-GERBIOS
CREUSOT-LOIRE MELD

Préhension et accrochage de pièces dans un atelier de galvanoplastie. Exploitation des techniques de reconnaissance de formes et de manipulation par robot.

C.E.N.G.
CROUZET

Application du manipulateur ANDROMAT aux travaux de forge.

C.S.E.E.

Etude de faisabilité et étude système d'un robot pour presse emboutissage.

S.A. CHAUSSON
FEUTRIER
OPTION S.A.
U.S.M.G.

Etude de la coordination capteurs — Mouvements pour un manipulateur.

U.S.T.L. LAM

IV - BOURSES

Bourses de recherche en vue d'assurer une formation complémentaire aux chercheurs travaillant dans le domaine de l'automatisation.

C.N.R.S.

Les Journées Scientifiques et Techniques de la production automatisée

par G. DOUMEINGTS (1)

Organisées par l'ADEPA (Agence nationale pour le DEveloppement de la Production Automatisée), les Journées Scientifiques et Techniques qui viennent de se dérouler à Montrouge ont connu un vif succès (plus de 70 participants). Elles se sont révélées riches d'enseignement tant par la qualité des conférenciers que par les débats qui suivirent les exposés.

Le but de ces journées était double : d'une part faire le point sur l'état de l'art dans le domaine de la production automatisée, d'autre part présenter le bilan de cinq années d'activités plus ou moins régulières des groupes de travail Recherche-Industrie de l'Agence, afin de mieux préciser les grandes lignes de leur futur programme.

Placées sous son haut patronage, elles furent ouvertes par Monsieur Michel Turpin, Délégué Chargé de la Recherche Industrielle et de la Technologie, assisté de Monsieur Michel Barba, Président de l'ADEPA. Dans son exposé introductif, Michel Turpin rappela l'importance accordée par le gouvernement au développement du secteur de la machine-outil et en particulier de son environnement actuel : la production automatisée, notamment dans les Moyennes et Petites Industries. Les trois axes mis en relief dans les décisions prises par le conseil interministériel sont :

- l'effort de recherche dans le cadre de programme pluriannuel, ce qui est nouveau et permettra une continuité des travaux des centres de recherche répartis sur le territoire. Ces derniers devront coordonner leur action et il précisa que l'ADEPA était le maître d'œuvre de cette coordination. Elle devra susciter les vocations et associer plus étroitement à cette action la formation des ingénieurs.
- le deuxième concerne l'aide au prédéveloppement qui est triplé par rapport à 1974 et doit permettre aux constructeurs de renforcer non seulement leur potentiel de développement mais également leurs actions de commercialisation.
- enfin, le troisième axe concerne la promotion des machines-outils à Commande Numérique dans le cadre de la Nouvelle Procédure qui doit permettre à terme de placer dans des conditions avantageuses pour les acquéreurs 350 machines. L'ADEPA est chargée d'assurer cette mission par l'assistance, le conseil et la formation auprès des entreprises de petite taille.

La première conférence fut prononcée par Pierre Bernhard, Directeur du Centre d'Automatique de l'École des Mines de Paris, sur le sujet « Quelques directions de développements de l'automatique contemporaine ». Dans un style direct et très compréhensible, le conférencier dressa un tableau complet de la situation de l'Automatique au niveau scientifique. On peut retenir que, si cette dernière s'est essentiellement développée sur le plan théorique dans les vingt dernières années, on sent actuellement les automaticiens très désireux d'appliquer leur science à d'autres domaines que l'aérospatial ou la conduite des systèmes techniques linéaires. On peut citer notamment le domaine des systèmes complexes (techniques, économiques et sociaux) qui nécessitent le développement de nouveaux outils et de nouvelles méthodes dans les mathématiques utilisées par l'Automatique.

Le second exposé fut proposé par MM. Jacquar, Foisseau et Valette du CERT-DERI (Centre d'Étude et de Recherche de Toulouse - Département Recherche Informatique). Ils présentèrent le système de CAO (Conception Assistée par Ordinateur), GERMINAL dans sa partie application à la mécanique. Ce système se situe dans l'approche générale de la CAO. Il se caractérise par l'association de l'homme et du calculateur, et par l'assistance continue de ce dernier de la conception de principe d'un objet jusqu'à sa fabrication.

La deuxième partie de la journée fut placée sous la présidence de Jean-Marc Brun, Maître de Recherche au C.N.R.S. (Centre National de la Recherche Scientifique), Responsable d'une équipe CAO au LIMSI (Laboratoire d'Informatique pour la Mécanique et les Sciences de l'Ingénieur). Elle traitait des outils graphiques.

Le premier thème traité avait pour titre « les matériels graphiques interactifs actuels et leur évolution à court terme ». Bien que le conférencier, Bernard Gagey du Laboratoire de Communication Homme-Machine de la THOMSON/CSF ait présenté ses talents d'orateur fort modestement, il intéressa l'auditoire jusqu'au bout, dressant un panorama complet du sujet proposé.

Le dernier exposé de la journée fut présenté par Alain Lemaire, Responsable du groupe graphique IRIA-LABORIA (Institut de Recherche d'Information et d'Automatique - Laboratoire de Recherche) qui présenta les caractéristiques d'un logiciel graphique de CAO. Il s'appuya pour cela sur deux exemples : EUCLIDE développé par le LIMSI et FORTRAN 3D développé par l'IRIA.

(1) G.R.A.I. (Groupe de Recherche en Automatisation Intégrée) de l'Université de Bordeaux 1.

(*) Coordinateur Scientifique à l'ADEPA.

La troisième demi-journée devait être présidée par Georges Giralt, Directeur de Recherche au C.N.R.S. du L.A.A.S. de Toulouse (Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes). Malheureusement, ce dernier dut entrer en clinique la veille et fut remplacé au pied levé par le Professeur Lucas Pun, Directeur du G.R.A.I. (Groupe de Recherche en Automatisation Intégrée) de l'Université de Bordeaux 1. Le thème en était : les concepts et méthodes théoriques.

Le premier exposé fut présenté par Driess Belahcen de l'Université de Nancy (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Automatique). Il montra une intéressante application de la théorie des sous-ensembles flous à la reconnaissance de la parole. Le système PROMO VOX ainsi conçu permet à un programmeur de machine-outil à commande numérique de dicter à un mini-calculateur dans le langage PROMO (Développé par l'ADEPA) sa programmation.

Le second exposé de Jean-Claude Latombe du Laboratoire Informatique de l'Université Scientifique et Médicale de Grenoble montra une application de l'I.A. (Intelligence Artificielle) à la CAO : le système TROPIC. Actuellement, en plein développement, cette première application de l'I.A. en CAO semble des plus prometteuses. Elle devrait permettre à terme de réaliser des logiciels conversationnels d'une grande puissance tant au niveau conception que dialogue.

Enfin, le Président de la séance présenta lui-même une tentative d'utilisation du formalisme propre à l'I.A. en Conduite Automatisée de Production, notamment pour concevoir des logiciels d'Aide à la Décision. Cette recherche est menée au G.R.A.I. de Bordeaux.

La dernière demi-journée était partagée en deux parties.

Tout d'abord, Alain Cabanes, Sous-Directeur de Laboratoire au C.N.A.M., montra les apports des bases de données et de leur système de gestion à la conception des systèmes d'information.

En deuxième, une table ronde réunit les animateurs des groupes de travail « Recherche-Industrie » autour du Directeur de l'ADEPA, Christian Sauvaire, afin d'une part de faire le point sur leur activité, d'autre part de tracer les grandes lignes du futur programme d'action scientifique de l'Agence.

En effet, il existe dans le cadre de l'activité scientifique de l'ADEPA des groupes de travail « Recherche-Industrie » dont les objectifs sont :

- de collecter puis de diffuser l'information nationale et internationale intéressant la Production Automatisée et les logiciels de Commande Numérique;
- de définir des axes de recherche en fonction des besoins exprimés;
- d'établir des spécifications d'études à effectuer en fonction de ces besoins;
- d'exécuter des actions de recherche concertées.

Actuellement, cinq groupes sont en activité :

- **groupe « Conception et Dessin Assistés par Ordinateur » :** animateur J.P. Gillet (E.C.A. : Etablissement Central Armement). Ce groupe réunit les principaux centres de recherche travaillant en CAO dans le domaine mécanique. Il a publié en 1975 deux documents qui font le point sur l'état de l'art. Plusieurs projets en collaboration avec des industriels sont en cours d'étude.
- **groupe « Commande Directe des Machines par Calculateur » :** animateur M. Veron du C.U.C.N. de Nancy (Centre Universitaire de Commande Numérique). Le groupe s'est réuni activement en 1972 et 1973 pour définir les caractéristiques d'un CNC (Computer Numerical Control). Puis l'équipe de Nancy a travaillé sérieusement sur le projet et un prototype a été réalisé. Actuellement, une étude sur un système DNC (Direct Numerical Control) est en cours.
- **groupe « Banques de données technologiques » :** animé précédemment par l'Ingénieur Général Weill de l'E.N.S.T.A. (École Nationale Supérieur des Techniques Avancées), il a débouché sur la réalisation d'une banque de données technologiques. Actuellement, il est co-animé par François Lemaitre de l'E.N.S.M. Nantes (École Nationale Supérieure de Mécanique) et Bernard Mutel du G.P.F.A. de l'Université de Metz. Ce groupe élargit actuellement ses activités pour s'intéresser à l'ensemble des problèmes posés par l'automatisation de la technologie de fabrication.
- **groupe « Automatisation Séquentielle » :** ce groupe a été récemment créé par Jean-Pierre Frachet de l'I.S.M.C.M. (Institut Supérieur des Matériaux et de la Construction Mécanique). Il travaille en liaison étroite avec le groupe correspondant de l'A.F.C.E.T. (Association Française pour la Cybernétique Économique et Technique) animé par M. Blanchard du CERT-DERA de Toulouse. Actuellement, après avoir organisé le colloque « Automatisation Séquentielle » en décembre dernier avec le groupe AFCET, il cherche à définir son activité et s'oriente vers les problèmes de l'Automatisation du poste de travail en particulier par des systèmes robots.
- **groupe « Gestion Automatisée de Production » :** animateur G. Doumeingts du G.R.A.I. de Bordeaux. Ce groupe qui fonctionne régulièrement depuis 1972 a deux grands types d'activité. Pour acquérir l'information, il organise des visites de réalisations industrielles avancées dans le domaine, visites complétées par une réunion de travail avec les utilisateurs du système. Les prochaines visites programmées sont : l'automatisation de la production dans une moyenne entreprise : R.C.S. Mulhouse (8 décembre 1977); le système CYBCO (janvier 1978). Ces visites sont ouvertes à tous les membres du groupe.

Une deuxième activité concerne la réflexion sur les développements des systèmes de Gestion de Production dans les prochaines années. Elle est conduite par un sous-groupe composé de chercheurs et d'ingénieurs qui se réunissent à intervalle régulier.

A l'issue de cette présentation générale, Christian Sauvaire rappela le rôle d'organisme de concertation et d'action que doit jouer l'ADEPA pour coordonner les activités de recherche en Production Automatisée.

Un système de photocomposition d'images par ordinateur

par H. MAITRE, F. SCHMITT (1)
et P. MARISSAL (2)

Le traitement, le codage et la transmission des images numérisées jouissent actuellement d'un développement très important. Leur essor accompagne celui de quelques domaines de pointe de la recherche et de la technique : télécommunications spatiales, exploitation des ressources terrestres, exploration de l'espace, physique corpusculaire, génie biomédical, etc.

La restitution de ces images pour un observateur, ainsi que leur diffusion rapide autorisant une exploitation large et immédiate, posent encore de nombreux problèmes au carrefour de deux domaines qui ne semblaient pas voués à se rencontrer : l'informatique et l'imprimerie. Nous proposons ici un élément de réponse à ces problèmes.

1. LES IMAGES NUMÉRISÉES

Une image numérisée se présente sous la forme d'un tableau bidimensionnel dont chaque élément porte l'information de luminosité d'une surface élémentaire de la scène originale. A la discrétisation des deux dimensions d'espace, s'ajoute une quantification de la luminosité dont les valeurs ne pourront être prises que dans un ensemble fini de niveaux, par exemple les 128 ou 256 premiers nombres entiers. Une telle image nous est donnée sous cette forme par de nombreux systèmes de mesure : radiomètres à balayage, microdensitomètres, analyseurs d'images fixes, etc. Elle est alors directement traitable par un ordinateur. En raison du très grand volume d'information qu'elle représente (souvent plus d'un million d'octets), le support le plus approprié à son stockage est actuellement la bande magnétique.

Les images numérisées sont restituées sous forme traditionnelle selon un procédé inverse de celui qui a permis leur analyse. Un récepteur photosensible est balayé point par point proportionnellement aux niveaux rencontrés. Une telle méthode de création d'images est très différente des systèmes de prise de vues traditionnels. En effet, ceux-ci génèrent l'image globalement alors que la méthode présentée s'apparente beaucoup plus à la restitution des signaux vidéo. Les défauts que l'on devra éviter seront donc les mêmes : trames parasites, résolution limitée, distorsions géométriques.

Divers systèmes existent actuellement, utilisant, soit une source lumineuse balayant un film par déplacement mécanique, soit un écran cathodique et un enregistreur photographique. Deux buts peuvent être poursuivis : d'une part la restitution d'une image de qualité subjectivement satisfaisante, qui sera utilisée comme un cliché photographique traditionnel, d'autre part la production d'une image tramée immédiatement utilisable pour l'imprimerie, et composée par le même organe et en même temps que les textes qui l'accompagnent. En effet, la composition des publications passe de plus en plus par une mise en page réalisée par ordinateur. Néanmoins, seuls les textes sont actuellement traités de cette façon, les emplacements des photographies sont laissés vierges par l'ordinateur puis complétés manuellement par les photos tramées.

Ces deux buts ont été poursuivis parallèlement dans l'étude que nous présentons.

2. PRINCIPE DE LA SORTIE

La photocomposeuse utilisée ici est une machine à tube cathodique dite de « 3ᵉ génération », dont les caractéristiques sont les suivantes :

– génération des éléments de composition (caractères d'imprimerie, point de tramage...) par balayage du spot sur la face de l'écran à partir d'instructions stockées sous forme numérique sur disque magnétique ou dans la mémoire centrale à tores.

(1) Laboratoire IMAGE - École Nationale Supérieure des Télécommunications.

(2) Groupe Conception Annuaire; Direction Générale des Télécommunications.

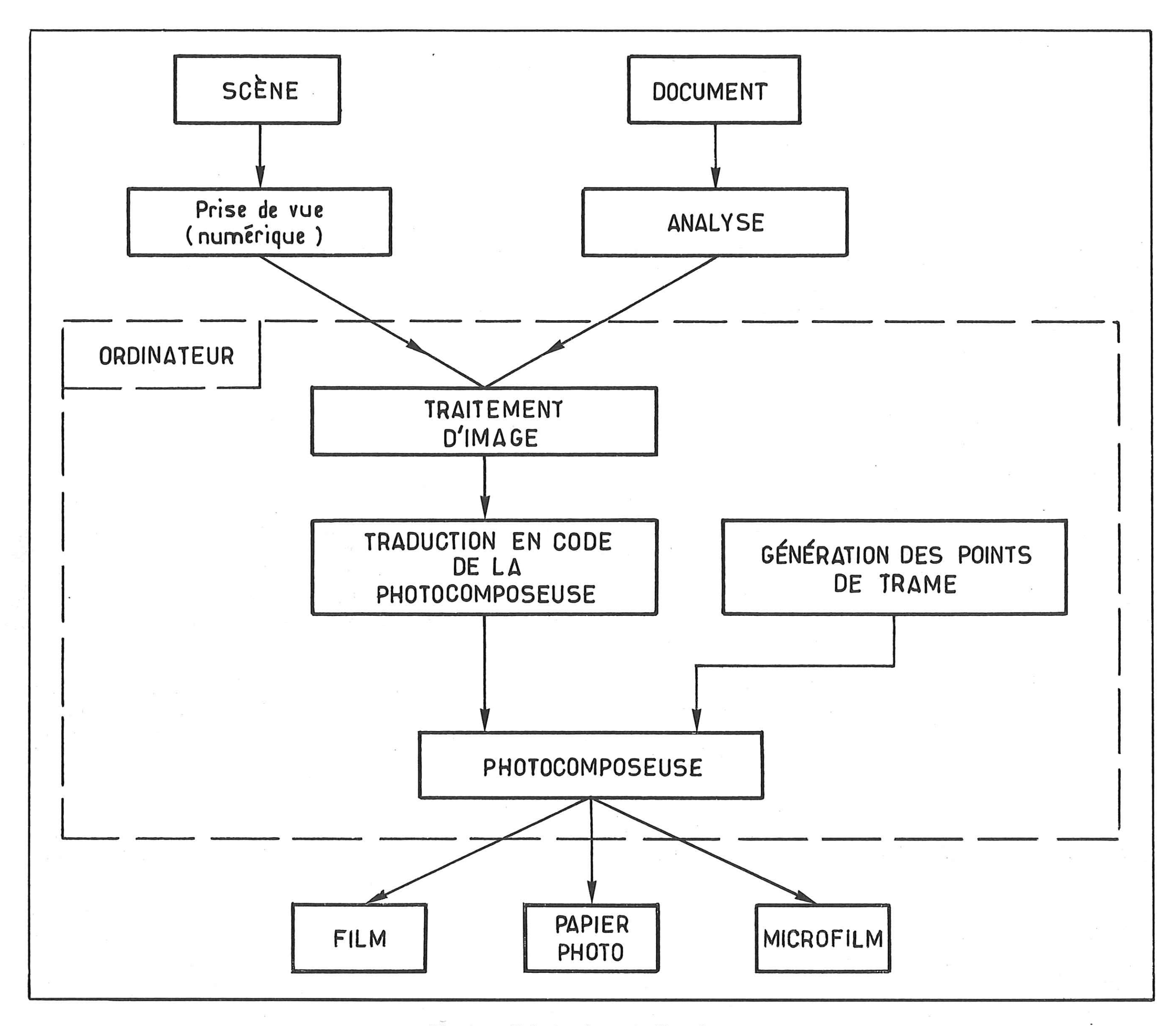


Fig. 1. — Principe de sortie d'une image.

- utilisation de la totalité de la surface du tube cathodique (∅28 cm), obtenue grâce à une maîtrise totale de la correction des aberrations : astigmatisme, défocalisation, effet de coussin, etc., ce qui permet de composer une pleine page DIN A4 (210 × 297 mm), dans le sens horizontal ou vertical, sans déplacement du support photosensible.
- vitesse de composition importante, de l'ordre de 3 000 signes par seconde en composition de texte, dépassant 10 000 points par seconde en génération d'image.

Ces diverses possibilités trouvent une pleine application dans le tramage des images; il faut en effet :

- définir des formes de points, facilement, sous forme numérique
- utiliser la surface de l'écran sans déplacer le support pour que l'image soit de bonne qualité (pas de reprise)
- atteindre une vitesse compatible avec la composition des textes.

La photocomposeuse se comporte favorablement à la génération des images par lignes, puisque c'est son mode de travail privilégié, comme pour la composition des textes.

Un point est défini par sa densité codée sur un octet, l'adresse de cet octet en mémoire d'ordinateur correspondant à la position du point dans la trame.

A la fin de chaque ligne, il suffit de générer un retour en tabulation et un déplacement vertical correspondant à la hauteur du point de trame utilisé.

3. LE TRAMAGE

L'inscription élémentaire de la photocomposeuse est binaire. La tache élémentaire sera donc noire ou blanche. C'est la juxtaposition de ces taches, en nombre variable, qui permet de restituer une teinte grise; l'utilisation de groupes de dimensions inférieures à la résolution du système visuel assure l'uniformité subjective de la plage grise.

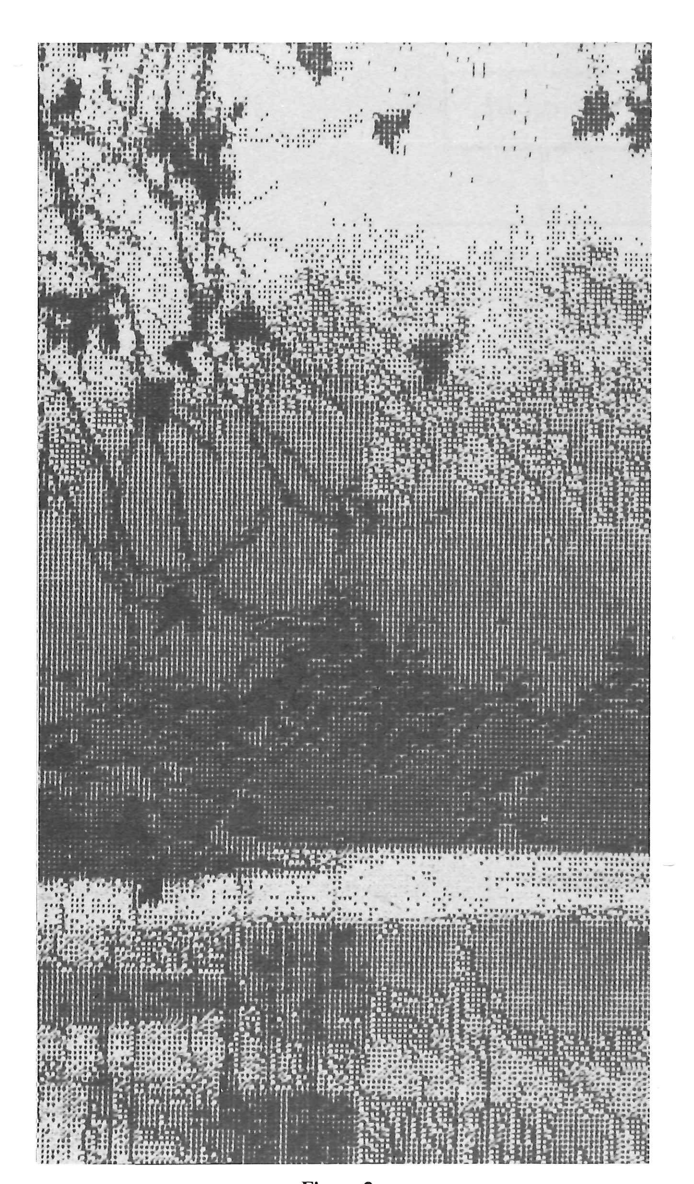




Figure 2 *a* **Figure 2** *b*

Une police mal choisie introduit des effets de voisinage dans des plages à faible contraste (fig. 2 *a*), effets inexistants dans l'image originale (fig. 2 *b*) (très fort grandissement).

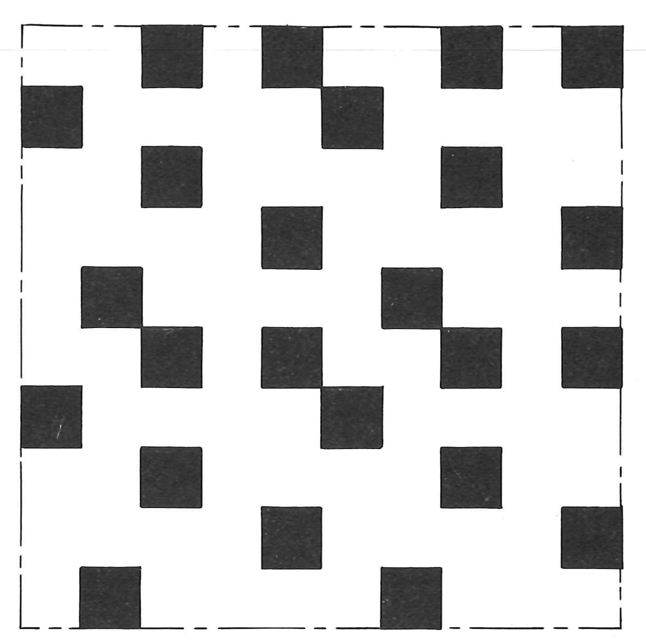




Figure 3

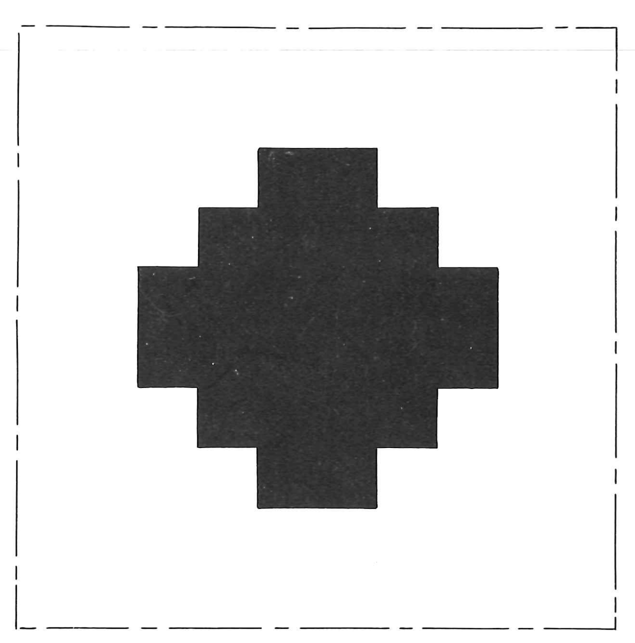


Figure 4



Figure 5. — Photographie de 800 par 1 100 points restituée à l'aide d'une police de type « typographique » de 10 points sur 10 points.

Un point de l'image est donc reproduit par une cellule de $n \times n$ taches élémentaires, parmi lesquelles, p sont noires. La répartition des ces p taches est un facteur important de la qualité finale de l'image. Il y a $\frac{n^2\,!}{(n^2 - p)\,!\,p\,!}$ façons de la choisir, ce qui, même en tenant compte des nombreuses symétries laisse un grand embarras de choix. A ce point nous avons dû traiter de façon séparée les deux objectifs que nous nous étions fixé : d'une part restituer une image satisfaisante pour un observateur unique ou destinée à un tirage photographique traditionnel (c'est-à-dire une image non tramée), d'autre part, donner à un système de photo-impression une image tramée conformément aux normes de l'imprimerie.

3.1. Photoreproduction

La structure discrète due à la réduction de l'image à une juxtaposition de cellules est ici un phénomène parasite dont on souhaite s'affranchir. Pour cela, il convient que le choix des p taches noires ne laisse pas paraître la structure compacte régulière, mais plutôt une information diluée sur toute la cellule. De plus, il est nécessaire que la juxtaposition des cellules de niveaux peu différents n'introduise pas d'effet de voisinage semblable aux moirés optiques (ce qui est présenté sur la photo 2). Ces impératifs nous ont amenés à développer un algorithme optimisant une répartition « aléatoire » des p taches élémentaires dans une cellule, pour p variant de 1 à n^2 (*fig.* 3), l'ensemble de ces niveaux constitue la « police aléatoire ».

3.2. Photo-impression

Les impératifs de la photo-impression sont opposés : ils imposent qu'un niveau de gris soit représenté par un point unique dont les dimensions dépendent de ce niveau. C'est le principe du tramage. Pour cela nous générons donc une famille de cellules composées de taches voisines, regroupées au milieu de la cellule et dont le nombre est croissant avec le niveau (*fig.* 4).



Figure 6. — Utilisation d'une police « typographique » à point assymétrique permettant d'améliorer la qualité subjective de l'image pour un même nombre de niveaux (image restituée par 32 niveaux).

4. LES MESURES

La génération de ces polices n'assure cependant pas que la gamme des gris obtenus forme une échelle convenable de dégradés. Il convient de contrôler par une analyse microdensitométrique sur des mires dégradées que des niveaux voisins (correspondant à p et $p + 1$ par exemple) sont suffisamment différents pour mériter une représentation distincte, le seuil de discernabilité étant pris égal à l'écart type des fluctuations sur un niveau. De plus on s'assurera que le passage d'un niveau au suivant introduit toujours la même diminution subjective de luminosité. Ceci permet d'extraire les niveaux dits « équidistants » des n^2 à notre disposition.

Ainsi pour une cellule élémentaire de 5 points de côté, nous avons extrait 16 niveaux équidistants sur 26, pour une cellule de 10 points de côté, 70 sur 101.

Le choix d'une grande cellule permet, bien sûr, une meilleure restitution des dégradés de l'image, mais comme la tache élémentaire a une dimension fixe, cela augmente proportionnellement les dimen-

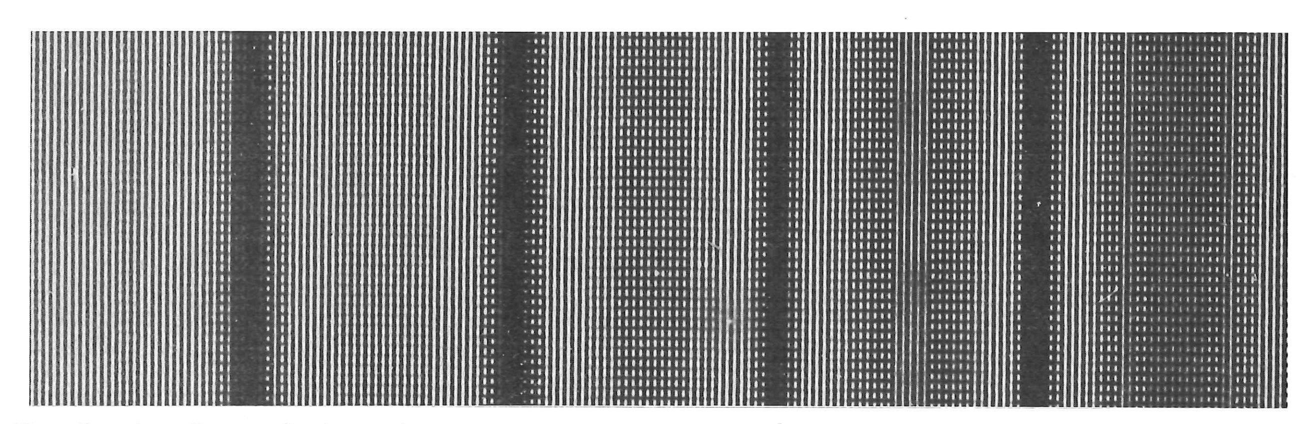


Figure 7. — Agrandissement d'un filtre optique de correction d'images bougées réalisé selon le principe de Lohmann. La police est constituée de cellules unicolonnes de 25 points.



Figure 8. — Correction d'une image dégradée par un bougé à vitesse constante. La correction est réalisée par un filtrage de Wiener numérique.



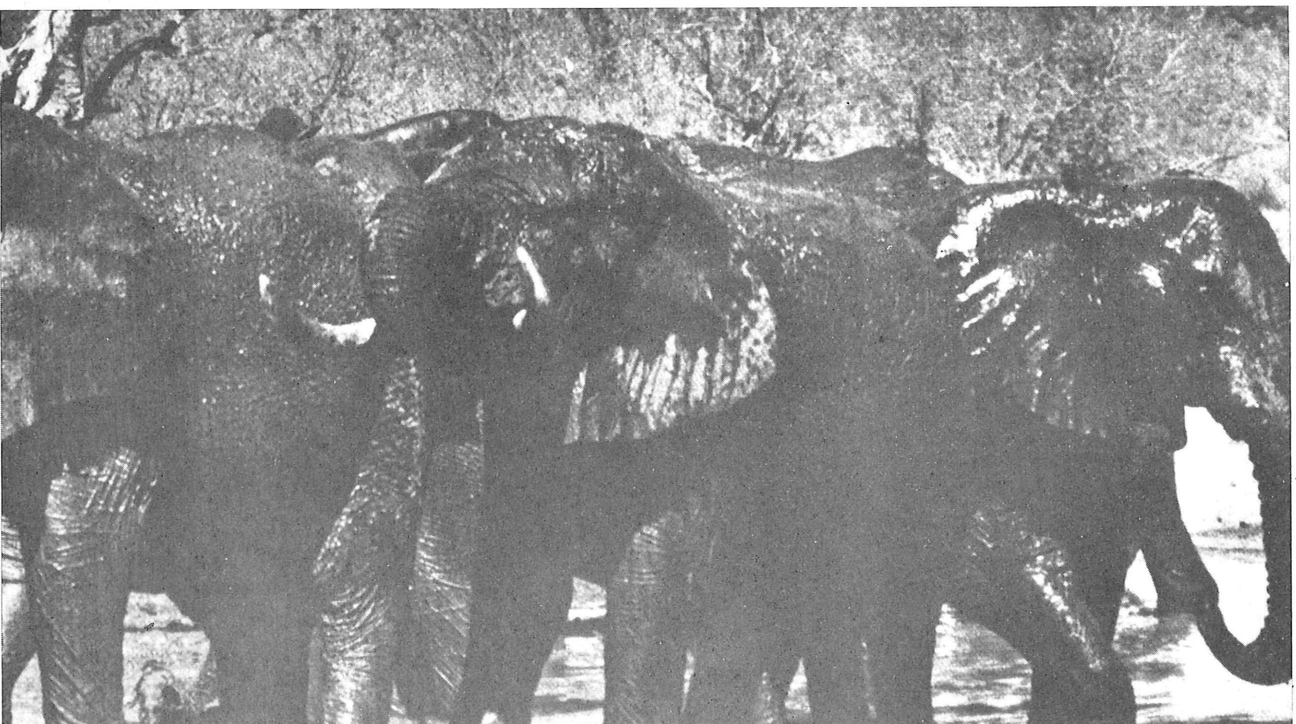


Figure 9. — Image dégradée par un bougé vertical à vitesse constante, et image originale non dégradée.

Cellule	Nombre théorique de niveaux	Nombre pratique de niveaux	Nombre maximal de points
5 × 5	26	16	2 200 × 3 000
10 × 10	101	70	1 100 × 1 500

sions de l'image et limite donc son nombre de points. Nous sommes ainsi limités actuellement à 2200 × 3000 points en cellule 5 × 5, et à 1 100 × 1 500 en cellule 10 × 10 (cf. *fig.* n° 5).

La vitesse de sortie est actuellement de 10 000 cellules par seconde, soit une image de télévision en 40 secondes environ.

5. APPLICATIONS

La méthode présentée ici se distingue de la plupart des systèmes de restitution d'images par la souplesse de son utilisation. La taille des cellules, le pas de la trame, la forme du point, l'échelle de la restitution sont fixés par l'utilisateur. Nous avons ainsi pu vérifier l'efficacité d'un tramage dit « à points asymétriques » (réf. 1) qui permet pratiquement de gagner un facteur 2 dans le nombre des niveaux par rapport au point centré (*fig.* 6). Des cellules carrées ont été décrites au paragraphe précédent, néanmoins, pour de nombreuses applications scientifiques ou artistiques, il peut être judicieux de déformer cette cellule. Ainsi, la photo 7 présente un filtre optique utilisant une cellule unicolonne de 25 taches élémentaires alignées.

LA CORRECTION DES IMAGES DÉGRADÉES

De nombreux défauts entachant les images peuvent, en première approche, être représentés par la convolution de l'image parfaite f et du défaut h. C'est le cas des défauts de mise au point et de divers bougés : translation, vibration, etc. Par transformation de Fourier, l'équation :

$$g = f * h$$

donne l'équation plus simple :

$$G = F . H$$

reliant les transformées de Fourier de f, g et h.

La correction de l'image dégradée g par multiplication de sa T.F.G par le filtre inverse $K = 1/H$ est rarement satisfaisante. En effet, outre l'impossibilité où l'on se trouve de réaliser K pour les valeurs nulles de H, la présence inévitable de bruit sur l'enregistrement g conduit à une image corrigée très bruyante. Le filtre de Wiener K' prend en compte la répartition statistique du bruit pour restituer une image corrigée optimale en moyenne sur toutes les réalisations du bruit (réf. 4).

L'utilisation de l'ordinateur permet la réalisation de filtrages numériques efficaces (photo 8). Il est aussi possible de réaliser optiquement ce filtrage, une des principales difficultés étant alors l'enregistrement sur émulsion photographique de la fonction complexe K'. Une solution à ce problème, proposée par Lohmann, consiste à coder le module de K' en chaque point par la dimension d'une petite fenêtre transparente, et sa phase par la position de cette fenêtre par rapport à un maillage régulier (en réalisant ainsi un détour de phase).

L'utilisation du calculateur permet de réaliser de nombreux traitements et corrections sur l'image. Ainsi la photo 8 montre le résultat d'un filtrage numérique appliqué à la photo 9, dégradée par un bougé (cf. encadré). Les photos 10 et 11 sont obtenues par extraction de contours (10) puis par addition des ombres (11) à partir du cliché 6. On peut ainsi obtenir assez simplement les effets classiques de la photographie par des algorithmes, donc par des méthodes très reproductibles.

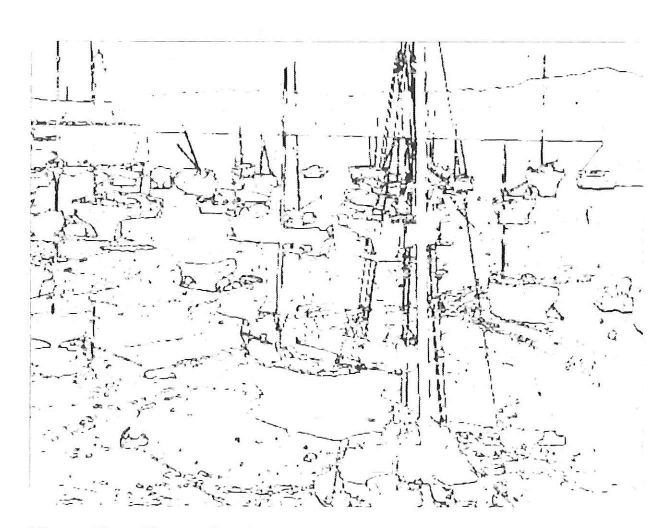


Figure 10. — Extraction de contours par un algorithme local de seuillage du gradient.

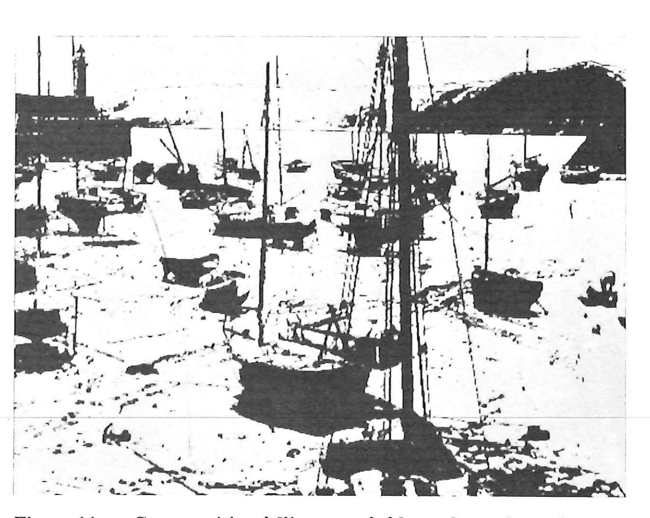


Figure 11. — Superposition à l'image précédente des ombres obtenues par seuillage de l'amplitude.

Dans le domaine du traitement optique de l'information, le système proposé nous apparaît extrêmement précieux. La réalisation d'un filtre optique calculé par ordinateur nécessite une très grande précision dans l'enregistrement et une bonne fidélité de positionnement. La photo 7 est l'agrandissement d'un filtre optique calculé par ordinateur selon le principe de Lohmann (cf. réf. 2, et encadré); nous avons de même réalisé des hologrammes à niveaux de gris (réf. 3).

Enfin un tel procédé est apte à restituer des images en couleur sous forme de 3 (ou 4) masques tramés de sélection trichrome. Le calculateur est alors particulièrement adapté à l'équilibrage des densités et à l'introduction systématique des corrections.

LE TRAMAGE

Le tramage photographique fait appel à des procédés particuliers utilisés presque exclusivement par les photograveurs et les imprimeurs. Il permet à ceux-ci d'imprimer avec une encre à pigmentation constante – noire, en monochromie – et de faire en sorte que l'image paraisse avoir été imprimée avec les différents tons allant du blanc au noir.

Les procédés d'impression typographique ou offset ne peuvent pas utiliser des densités variées d'encre. Cependant, la plaque d'impression peut comporter des surfaces ou des points plus ou moins grands, qui sont reportés sur le papier. Ces surfaces étant très petites, l'œil ne distinguera pas leur forme, mais interprètera le mélange des points d'encre noire sur le papier blanc du fond comme des valeurs de gris.

Dans le procédé classique, pour obtenir un négatif tramé, l'original – la photo en demi-teintes vraies – est placé sur le porte-document d'un banc de reproduction et photographié sur un film à contraste extrême – film lith – à travers une trame, d'où le nom du procédé. Les parties blanches du document réfléchissent beaucoup la lumière,qui, en traversant la trame, donne de gros points de lumière couvrant une bonne surface. Les zones noires ou ombres réfléchissent seulement une faible partie de la lumière incidente et donnent les petits points des ombres.

Il existe de nombreux types de trames : trame de verre, trame mécanique, trame de contact, film prétramé, etc.

CONCLUSION

La photocomposition d'images tramées par ordinateur est une méthode particulièrement souple de présentation de l'information. Elle doit permettre non seulement d'accélérer la diffusion de documents urgents en supprimant un certain nombre d'étapes, mais aussi d'introduire des méthodes nouvelles ou peu usitées s'appuyant sur le traitement numérique des images. Elle offre de plus un outil très efficace à des domaines pour lesquels l'ordinateur doit concevoir des images ou des masques photographiques : holographie, micro-électronique, optique intégrée, etc.

Nous avons présenté une façon de réaliser cette photocomposition, et nous avons montré la compatibilité du système proposé avec les méthodes modernes de photocomposition des textes. L'insertion d'un tel maillon dans une chaîne complète de publication (publicité, journal, périodique...) pose néanmoins des problèmes techniques certains (saisie des documents, archivage, etc.) et doit de plus tenir compte du contexte propre (qualifications des personnes, équipement, etc.). C'est cependant, à coup sûr, une solution d'avenir dans les cas où la rapidité et la flexibilité des systèmes sont des contraintes primordiales.

BIBLIOGRAPHIE

Robert L. GARD. – *Digital Picture – Processing Techniques for the Publishing Industry* Computer Graphics and Image Processing 5, pp. 151-171, 1976.

A.W. LOHMANN. – Binary Fraunhofer Holograms, Generated by Computer, *Applied Optics*, vol. 6, n° 10, 1739, 1967.

Jacques FLEURET. – Génération d'hologrammes à Niveaux Continus de Gris. *Nouvelle Revue d'Optique Appliquée*. t. 5, n° 4, pp. 219-230, 1974.

HELSTROM. – Least square restoration of images. *Journal of the Optical Society of America*. vol. 57, n° 3, march 1967.

Un nouveau système d'entrée graphique et son utilisation en mode interactif

par C. PELLEGRINI*, J. HARMS*, B. LEVRAT*, M. WENGER*

Au fur et à mesure que le prix des ordinateurs diminue et alors que les salaires augmentent, le temps de programmeur, considéré comme un facteur de coût, devient de plus en plus important. Par conséquent, les « facteurs humains», même s'ils ne sont considérés que pour des raisons économiques, constituent l'une des préoccupations majeures dans la conception des systèmes informatiques, spécialement avec l'avènement des systèmes d'exploitation en « temps-partagé ».

I. INTRODUCTION

Le système, présenté dans cet article, a été conçu pour répondre aux besoins de l'utilisateur qui cherche avant tout à communiquer avec la machine par des moyens satisfaisant ses exigences (flexibilité, facilité d'utilisation, « confort », etc.) plutôt que par des moyens répondant aux exigences de la machine et qui sont presque toujours limitatifs. Cependant un effort important doit encore être fait dans ce domaine et nous considérons que le système dont il est fait mention ici constitue une étape modeste mais valable dans cette direction.

L'utilisation de plus en plus généralisée des moyens graphiques dans le dialogue homme-machine requiert un moyen d'entrer des informations graphiques (coordonnées, segments de droites ou de courbes, désignation de figures ou de portions d'images, etc.) qui soit d'une utilisation aussi générale que possible et d'un emploi aisé. Dans le but d'améliorer l'interaction homme-machine par l'intermédiaire d'un dialogue par éléments graphiques, nous avons développé un équipement appelé « SYREP » (SYstème de REPérage) qui permet :

a d'entrer directement des coordonnées par simple désignation du point désiré sur la surface d'affichage ou de dessin;

b) d'utiliser la surface d'un écran comme un « clavier » de fonction en le compartimentant judicieusement et en assignant à chaque case une fonction particulière qui sera activée par simple désignation de la case correspondante;

c) de poursuivre et d'échantillonner la trajectoire d'un objet se déplaçant sur la surface d'affichage. L'utilisation de ce mode poursuite est particulièrement avantageuse lorsque l'on désire déplacer un curseur ou un réticule d'un point à un autre de l'écran.

Dans notre cas, pour réaliser ces différentes options, un pouvoir de résolution de 1 % et une fréquence d'acquisition de 50 points/sec. sont largement suffisants. D'autre part, nous avons conçu cet équipement de façon à ce qu'il puisse s'adapter aux différents types de terminaux graphiques existants (tubes à mémoires, moniteurs T.V., écran à plasma, etc.); de plus ce dispositif est monté devant l'écran d'affichage, ce qui supprime l'emploi d'un instrument encombrant du genre « crayon lumineux » dont l'utilisation est parfois malaisée.

II. DESCRIPTION DU SYSTÈME DE REPÉRAGE SYREP

1. Spécifications générales

Tenant compte des différents points énumérés ci-dessus, nous avons développé un dispositif d'entrée graphique orienté vers la manipulation d'images graphiques et de textes alphanumériques.

Après avoir expérimenté différentes méthodes pour détecter un point particulier sur une surface, nous avons choisi de « lire » ce point en relevant les coordonnées d'un objet opaque désignant ce point à l'aide du réseau orthogonal de faisceaux infrarouges dont un (ou plusieurs) de ceux-ci sont interceptés par l'objet (voir fig. 1). Nous avons d'emblée écarté

* Centre Universitaire d'Informatique (C.U.I.), Université de Genève, 24, rue Général-Dufour, 1211 Genève, 4, Suisse.
Cette recherche a été subventionnée par le Fonds National Suisse pour la Recherche Scientifique.

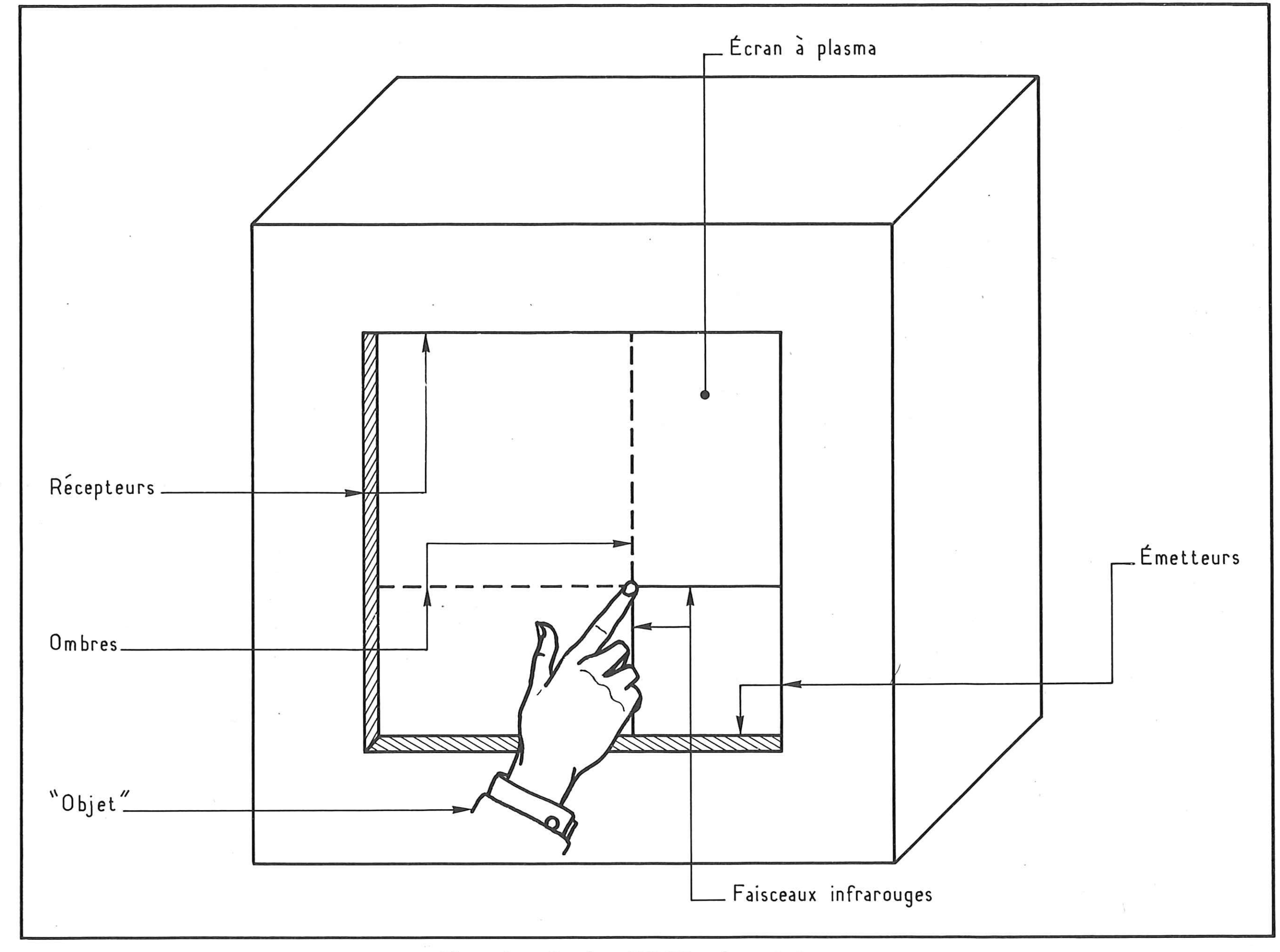


Figure 1. — Système SYREP et écran à plasma.

les solutions qu'offraient les méthodes de détection d'ondes magnétiques ou électro-acoustiques parce que ces techniques requièrent l'utilisation d'un instrument de désignation lié par fil au reste du dispositif et parce que la plupart n'ont pas la possibilité d'être monté en face de l'écran, car leur surface de travail n'est pas transparente. Notre système est plus flexible dans la mesure où il reconnaît un point lorsque celui-ci est « désigné » par le doigt de l'utilisateur ou par tout autre objet opaque (crayon, stylo, etc.).

2. Principe de fonctionnement

Dans sa première version, SYREP I (5), cet équipement était attaché à un moniteur T.V. ; sa résolution était de 2 %, la distance séparant les deux faisceaux infrarouges était de 6 mm et la vitesse maximum de lecture était de 25 points/sec. Cependant au travers des modèles SYREP I et SYREP II subsistait le problème de la parallaxe introduite par la trop grande distance entre le plan de détection et la surface d'affichage. Cet inconvénient fut supprimé dans la dernière version, SYREP III, en ramenant la distance entre le plan des faisceaux croisés et l'écran à moins de 2 mm. Les modèles SYREP II et SYREP III sont actuellement attachés à des écrans à plasma (voir fig. 1) et couvrent une surface de 24 × 24 cm. Le tableau I présente les principales caractéristiques des différentes versions du système SYREP.

Bien que les caractéristiques aient profondément évolué d'un modèle à l'autre, les principes de fonctionnement du système SYREP sont restés logiquement les mêmes. L'équipement SYREP est essentiellement constitué d'une matrice orthogonale de faisceaux infrarouges produits par des diodes émettrices

	Nombre faisceaux en x	Nombre faisceaux en y	Résolution	Surface couverte	Fréquence de balayage	Distance écran-syrep	Distance entre faisceaux
SYREP I (moniteur TV)	45	60	2 %	30 × 40 cm	25 Hz	1 à 5 mm	6 mm
SYREP II (écran-plasma)	80	80	0,6 %	24 × 24 cm	50 Hz	5 mm	3 mm
SYREP III (écran-plasma)	80	80	0,6 %	24 × 24 cm	50 Hz	2 mm	2,5 mm

Tableau 1. — Caractéristiques techniques des différentes versions du système SYREP.

et reçus sur des phototransistors (voir fig. 1). Les diodes fonctionnent en régime pulsé pour les raisons suivantes :

a) il est plus facile de distinguer la lumière émise par les diodes de celle produite par des sources parasites (y compris par l'image affichée sur l'écran);

b) les diodes émettrices peuvent être excitées pendant un court instant avec une puissance plusieurs fois supérieure à leur puissance nominale;

c) la logique du circuit séquentiel de détection est plus simple que celle d'un circuit parallèle équivalent et l'électronique d'excitation des diodes et celle de détection peuvent être synchronisées par la même horloge; de plus il est facile d'augmenter le nombre de faisceaux sur chaque axe en jaoutant autant d'étages d'amplification/détection qu'il est nécessaire.

Tenant compte de ces différentes considérations et de la taille de plus en plus petite des composants opto-électroniques, nous avons obtenus pour SYREP III une résolution égale à 1,2 %, dans le cas le plus défavorable c'est-à-dire lorsqu'un seul faisceau est interrompu, et égale à 0,6 % si plusieurs faisceaux sont interceptés (ce qui est généralement le cas). Cette meilleure résolution est obtenue en déterminant électroniquement les coordonnées du centre de gravité des ombres projetées par l'objet sur les axes *x* et *y*. Cette détermination est particulièrement facile à effectuer avec une logique de détection séquentielle. La figure 2 représente le schéma-bloc du système SYREP et de l'électronique qui lui est associée.

Les processus de détection d'un objet et de détermination des coordonnées du centre de gravité s'effectuent de la façon suivante :

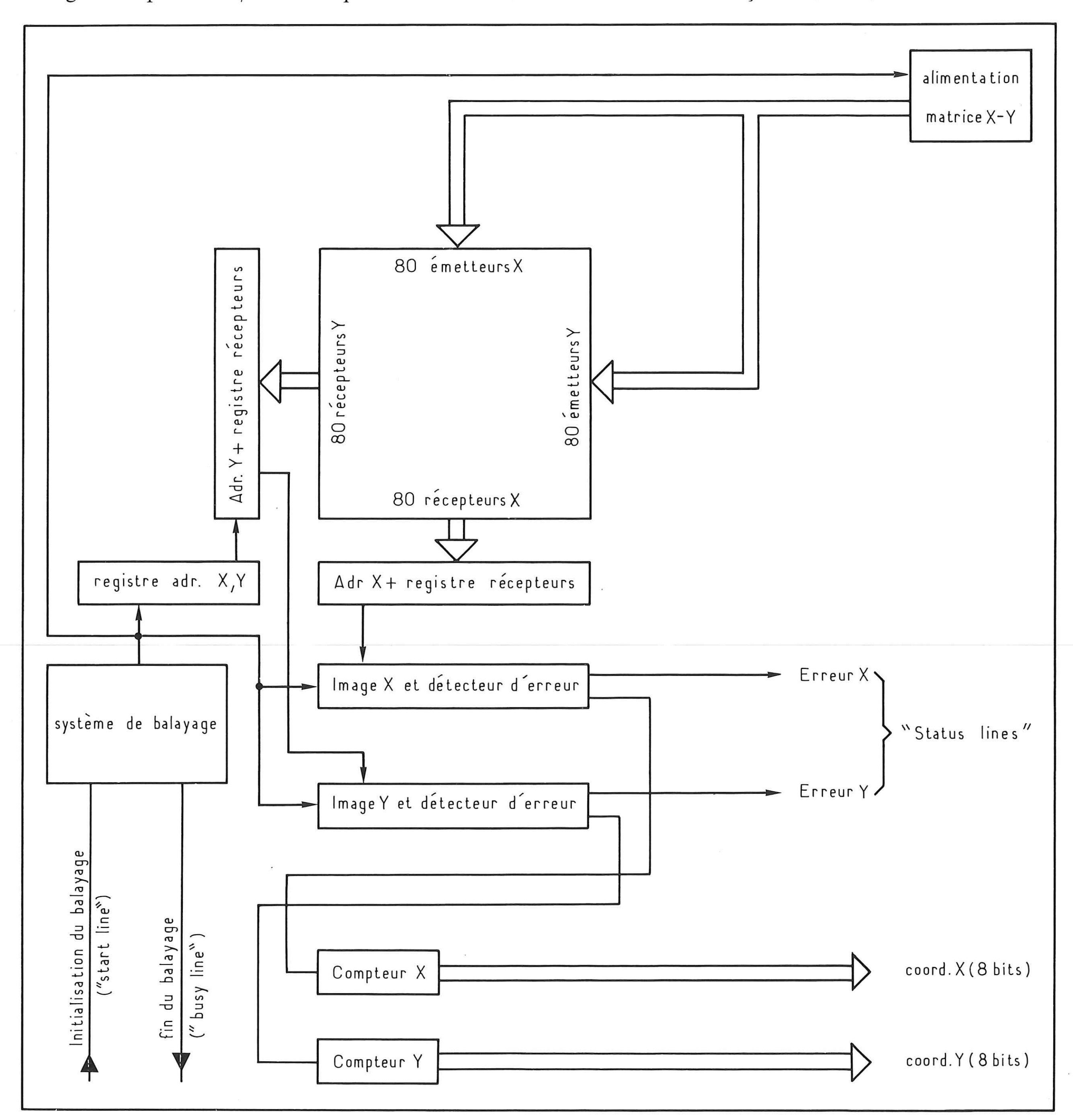


Figure 2. — Schéma bloc du système SYREP et de l'électronique associée.

1) deux mémoires tampon, une pour chaque axe, sont remplies de 0 pour chaque récepteur « illuminé » et de valeurs 1 pour chaque récepteur « éteint ». Les axes sont balayés dans des directions opposées (axe x de gauche à droite et axe y de haut en bas) de façon à prévenir les interférences produites par la proximité des émetteurs et des récepteurs placés aux coins de la surface.

2) à la fin du balayage, le contenu de ces deux mémoires est analysé et un simple procédé de comptage détermine les coordonnées x et y du centre de gravité; elles sont ensuite codées sur 8 bits avant d'être transférées dans les registres de sortie.

Le circuit de contrôle du système SYREP comprend : une ligne de déclenchement (« start line ») qui permet à l'ordinateur de commande d'initialiser une détection, une ligne d'activité (« busy line ») qui reste à l'état 1 durant tout le processus de détection et des lignes d'états (« status lines ») qui indiquent si le système a effectivement détecté un objet ou si une erreur s'est produite.

3. Caractéristiques techniques de SYREP III

Dans ce clavier du système de repérage associé à un écran à plasma, les faisceaux infrarouges sont produits par des diodes émettrices de lumière (type OP-124) dont la longueur d'onde est de 940 Å. Ces faisceaux sont reçus sur des phototransistors Darlington (type OP-305). Les émetteurs sont pulsés 7 environ 60 fois leur puissance nominale ce qui correspond approximativement à une puissance de 10 mW. De cette puissance émise, les récepteurs ne reçoivent que 10^{-6} W ce qui est suffisant pour assurer une détection exacte.

SYREP III comprend 80 faisceaux sur chaque axe et couvre une surface de 240 × 240 mm. L'intervalle entre 2 faisceaux contigüs correspond à 7 points de l'écran à plasma soit 2,5 mm. La surface couverte par SYREP III est plus grande que celle de l'écran, qui est de 216 × 216 mm, de façon à détecter la présence d'un objet jusqu'aux limites de l'écran.

Pour assurer une fréquence de mesures qui soit aussi élevée que possible, nous nous sommes fixés à 50 mesures/s., il est nécessaire de récolter les informations en moins de 20 ms. Le balayage des deux axes et le remplissage des mémoires intermédiaires sont effectués en 19.2 ms, par conséquent il reste 800 ns. pour calculer le centre de gravité des ombres projetées ou pour déterminer la cause d'un fonctionnement anormal.

4. Modes de fonctionnement

SYREP III peut fonctionner selon 2 modes : en désignation ou en poursuite. Le mode « *désignation* » est le mode de fonctionnement *statique;* les coordonnées du centre de gravité de l'objet (le doigt de l'utilisateur par exemple) sont transmises au programme-utilisateur lorsqu'il y a transition de l'état « aucune ombre détectée » à l'état « une et une seule ombre détectée » et ceci sur les deux axes indépendamment. Dans ce mode de fonctionnement, SYREP III a un cycle de répétition de 100 ms et l'accès au dispositif de détection est fait par transfert programmé. Ce mode d'utilisation est particulièrement adapté à la manipulation et à l:édition de texte, à la sélection d'une figure ou d'une partie d'image, au choix d'une fonction d'un « menu » affiché sur l'écran, etc.

Le mode « *poursuite* » permet l'acquisition *dynamique* des coordonnées d'une série de points échantillonnant la trajectoire d'un objet mobile. Une bonne cadence de mesure est assurée, pour ce mode de fonctionnement, par un transfert de type canal. Le programme-utilisateur peut spécifier le nombre de points qu'il désire relever ainsi que l'intervale de temps entre deux relevés. Cet intervale est exprimé comme un multiple entier de l'intervale-unité de 10 ms. Un intervale de valeur nulle spécifie que les mesures seront faites à la vitesse maximale de 50 points/s. L'utilisation en mode poursuite est particulièrement adaptée aux applications à caractère dynamique telles que : déplacement d'un curseur à l'intérieur d'un texte, d'un réticule sur une image, échantillonnagede trajectoires d'objets mobiles, reconnaissance de formes par calculs des accélérations dues au changement de direction de l'objet mobile, etc.

A tout moment il est possible de passer d'un mode de fonctionnement à l'autre.

III. CONFIGURATION

Le système de repérage SYREP III fait partie d'un terminal graphique installé au C.U.I. Ce terminal est composé de :

- un *écran à plasma* (2) de 512 × 512 points avec un temps d'écriture/effacement de 20 ns/point. Chaque point est adressable individuellement en écriture ou en effacement et l'effacement total de l'écran se fait en un seul cycle;
- *SYREP* (également appelé « dispositif d'entrée au doigt »);
- un *clavier* disposant de l'ensemble des caractères du code ASCII.

A l'heure actuelle, un exemplaire de ce type de terminal graphique est attaché à un mini-ordinateur Data General NOVA 1200 (voir fig. 3) et un autre exemplaire, auquel est adjoint un microprocesseur assurant la gestion d el'écran et permettant de réaliser un véritable traitement distribué, est relié à l'ordinateur UNIVAC-1108 du centre de calcul de l'Université de Genève.

IV. APPLICATIONS

Les recherches menées au C.U.I. ont pour objectif à long terme d'améliorer la communication hommemachine en considérant tous les aspects que peut prendre ce dialogue, tant sur le plan du matériel que sur le plan du logiciel. Dans ce contexte plusieurs projets sont terminés et d'autres sont en cours de réalisation, mais presque tous mettent l'accent sur la potentialité de l'utilisation interactive des terminaux graphiques.

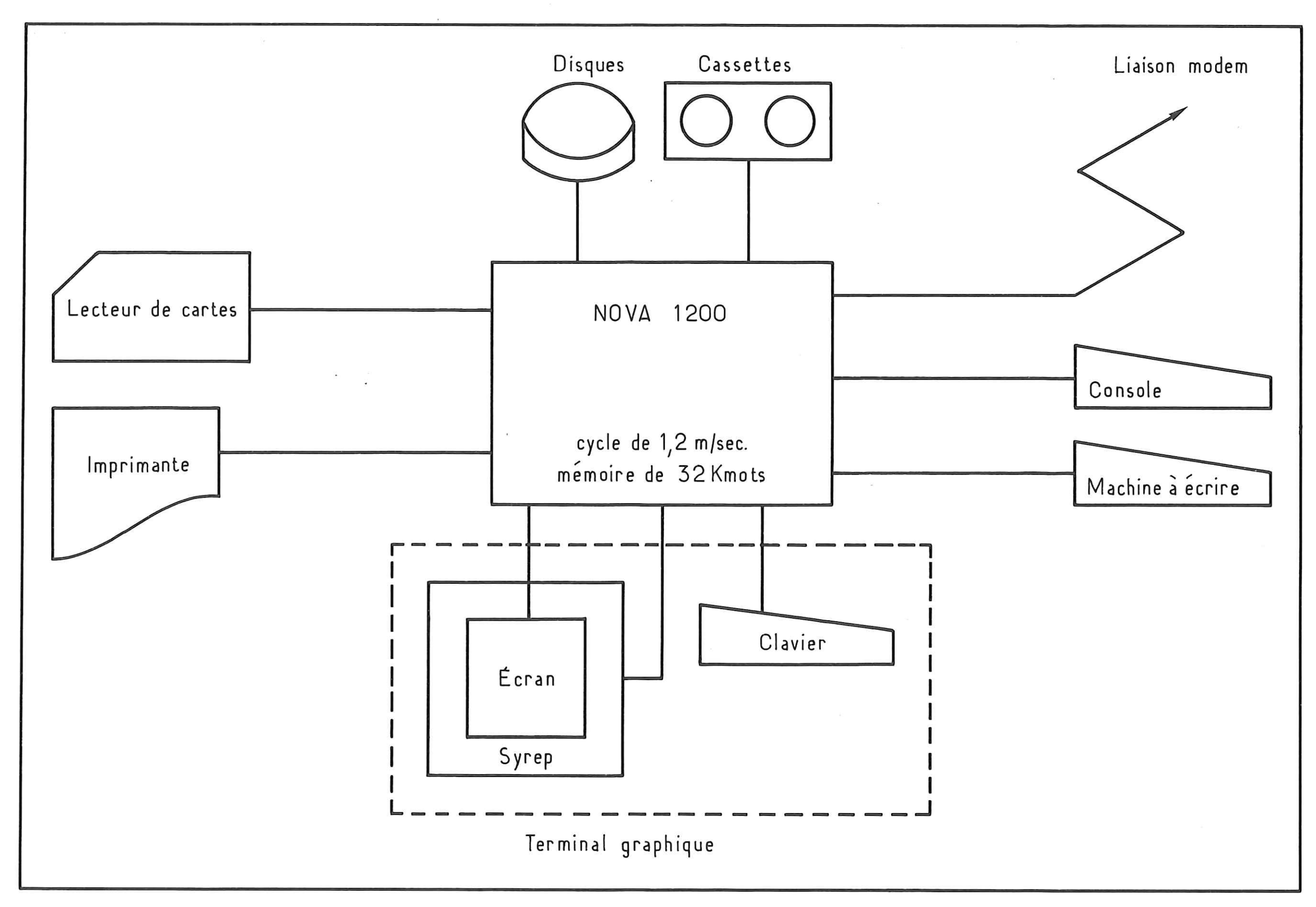


Figure 3. – **Configuration de l'ordinateur NOVA 1200 du C.U.I.**

1. Système avancé d'édition de texte (6)

Cette application exploite le mode « poursuite » du système SYREP. L'utilisateur déplace dynamiquement à l'aide de son doigt (ou de tout autre objet opaque) un curseur à travers la portion de texte qui est affichée sur l'écran et le positionne à l'endroit où il désire faire des modifications (insertions, éliminations, permutations, duplifications, etc.). L'intérêt de ce système est principalement dû au fait que :

– les résultats des actions entreprises sont immédiatement visibles sur l'écran;
- toutes les commandes numériques (généralement exprimées en nombre de lignes ou de caractères) pour positionner le curseur à l'endroit désiré ou pour déplacer la fenêtre de visualisation sur l'ensemble du texte ont été supprimées;
- le choix d'une commande globale (par exemple insertion, effacement, copie, déplacement vers l'avant ou vers l'arrière, recherche des occurrences d'une chaîne de caractères, etc.) se fait par sélection dans un « menu » affiché en permanence sur l'écran l'activation de la commande se fait par une simple désignation de la portion de l'écran où son libellé est affiché.

Il ressort des points énumérés ci-dessus que l'utilisation du clavier alphanumérique est limitée à l'entrée des chaînes de caractères qui accompagne les deux commandes globales : insertion et recherche. Lorsque l'utilisateur désire éliminer une partie du texte, le système fait apparaitre deux curseurs et il lui suffit alors d'encadrer la chaîne de caractères à éliminer par ces deux curseurs et de commander l'effacement.

De plus, il est possible d'insérer dans le texte des commandes spéciales (par exemple : justification automatique des lignes du texte, définition de hauts et de bas de pages, traitement des renvois, définition d'espaces pour des illustrations, etc.) qui seront interprétées par un programme indépendant de mise en page et qui permettront de réaliser une édition typographique du texte.

2. SPIDO : Système d'aide à la programmation (3, 4)

Lors de l'élaboration et de l'écriture de programmes complexes, il ressort que les programmeurs accordent en général plus d'attention aux instructions qu'ils produisent qu'à la structure du programme qu'il veulent développer. C'est pourquoi, en appliquant les résultats de E.W. Dijkstra, C.A. Hoare, N. Wirth et d'autres, nous avons développé un système qui favorise la pratique d'une programmation structurée et l'élaboration du programme par analyse descendante et raffinements successifs.

Exploitant les possibilités offertes par le mode « désignation » du système SYREP, l'utilisation élabore directement le graphe représentant la structure logique du programme qu'il désire développer. Les composantes du graphe du programme sont choisies dans la liste des schémas élémentaires de structure traditionnellement admis en programmation structurée. Ces éléments sont disposés sur l'écran et

l'utilisateur peut y attacher des commentaires explicatifs et des instructions. Par le fait que le système SPIDO limite la structure du graphe à un certain degré de complexité, l'utilisateur est fortement encouragé à définir des modules qui peuvent ensuite être appelés au titre de procédures ou de sous-routines ou insérés dans un graphe au même titre que le sont les macro-instructions dans un programme assembleur. Par le jeu du découpage en modules et des références faites depuis un module à d'autres modules en vue d'exécutions ou d'insertions, il est possible de développer des programmes dont la complexitéglobale n'est pas limitée.

A la fin du processus, durant lequel le programmeur n'a pas eu à écrire une seule instruction relative au contrôle de la structure logique du programme, une version complète de celui-ci est automatiquement produite dans un langage de programmation de haut niveau (dans notre cas le langage PASCAL). Ce programme produit contient les commentaires et les instructions de l'utilisateur aussi bien que les instructions de contrôle correspondant aux différents éléments de l'organigramme.

Une nouvelle version du système SPIDO est actuellement en cours de réalisation, dans laquelle l'utilisateur aura la possibilité de valider son programme en y incluant des assertions à partir desquelles le système produira la condition générale de vérification, qui « garantira », si elle est satisfaite, que le programme est correct.

L'existence du système SYREP a rendu le dialogue entre le système SPIDO et son utilisateur plus naturel et moins contraignant, par conséquent plus efficace.

3. Instrumentation pour l'enseignement assisté par ordinateur

La clé du succès pour un système d'enseignement assisté par ordinateur est contenue dans sa flexibilité et dans son acceptation par les utilisateurs. Les pages de texte doivent être aussi « lisibles » que dans un livre, ce qui implique que le terminal interactif utilisé dans ce genre d'applications dispose d'un grand choix de caractères d'impression, qu'il soit capable de visualiser n'importe quel genre de symboles graphiques et qu'il puisse générer des images parfois complexes.

L'utilisateur, qu'il soit enseignant ou étudiant, doit avoir la possibilité de conserver et d'éditer n'importe quel genre d'information (textes, dessins, graphiques, etc.) en disposant de toutes les facilités nécessaires tant sur le plan du matériel que sur le plan du logiciel. En effet, le terminal, ainsi que le système de communication associé, doit offrir tout le confort d'utilisation désiré (emploi simple, naturel et efficace) et ne doit pas être une source d'inconvénients pouvant perturber l'interaction de l'utilisateur avec le système; le logiciel « interlocuteur » doit offrir toute la souplesse nécessaire au traitement et au maintien d'une grande quantité d'informations de natures diverses.

Le type de terminal graphique développé au C.U.I. peut constituer un outil adéquat pour l'enseignement assisté par ordinateur pour autant que toutes les facilités que nous désirons offrir puissent être facilement réalisées dans le contexte des systèmes existants d'enseignement assisté par ordinateur. Actuellement, un exemplaire de ce terminal étant connecté à l'ordinateur UNIVAC 1108 de l'Université ,nous étudions son utilisation en liaison avec le système ASET (1) qui est le système d'enseignement assisté par ordinateur développé par UNIVAC.

V. CONCLUSION

Beaucoup de travaux sont effectués dans le but d'exploiter toutes les ressources de l'utilisation interactive des ordinateurs et d'améliorer la communication homme-machine. Cet article fait état d'une recherche menée dans cette direction avec une attention toute particulière apportée aux phases du dialogue qui peuvent contenir une composante graphique.

Les différentes expériences que nous avons faites jusqu'à présent avec le système SYREP dans les diverses applications mentionnées dans cer article montrent que ce dispositif complète judicieusement un écran à plasma et permet de disposer ainsi d'un terminal graphique qui offre toutes les possibilités des terminaux graphiques conventionnels sans comporter les inconvénients d'utilisation que ceux-ci présentent parfois.

BIBLIOGRAPHIE

(1) Aset. — Author System for Education and Training. *Sperry Rand Cop.*, UP-A-U5802, Rev. 1, 1975.

(2) Liddle D. – « The Digivue Display/Memory Unit : A new Display System Technology », Owens-Illinois Technical Bulletin, DU-140.

(3) Pellegrini C. — « Un système interactif d'aide à la conception de programmes », thèse de doctorat n° 1724, Centre universitaire d'informatique, Université de Genève, 1975.

(4) Pellegrini C. — « SPIDO : A System for Aiding the Design and Development of Structured Programs » (soumis pour publication).

(5) Sarret M.J. and Vuilleumier G. — « Finger Input to a Small Graphic System », *Proceedings International Computing Symposium*, Davos, Switzerland, 1973, pp. 473-480.

(6) Wenger M. — « Un éditeur de texte avancé pour terminal graphique et mini-ordinateur », thèse de doctorat n° 1712, Centre universitaire d'informatique, Université de Genève, 1975.

Asservissements à caractéristique de phase linéaire

par G. DUREAU*

Dans les asservissements de machines-outils à commande numérique, on s'efforce d'obtenir des réponses transitoires dépourvues de dépassement. Ces asservissements sont « des asservissements de position » et ils comportent toujours un retour tachymétrique.

Lorsque l'information de retour « position » est prise directement sur le chariot, on inclut dans la boucle les fréquences de résonance mécanique de la vis d'entraînement. Il est important de déterminer comment les fréquences de résonances de compression et de torsion de la vis sont situées par rapport à la fréquence propre du moteur.

1. ORIGINE ET BUT DE CETTE ÉTUDE

Nous avons commencé par aborder ce problème par le « critère d'amortissement de Naslin », et les « polynômes normaux à amortissement réglable » (voir chapitre 9 de la bibliographie).

Nous avons été surpris de constater que quel que soit le degré du polynôme, la pseudo-période et le dépassement transitoire pour le coefficient $\alpha = 1{,}75$ soient sensiblement constants. Intuitivement, nous avons été étonnés que pour des polynômes de degrés élevés on conserve, pour des pulsations caractéristiques correspondant à de forts affaiblissements du gain, des rapports caractéristiques élevés (donc des amortissements élevés).

Notre attention a été finalement attirée par les courbes de phase assez linéaires en partant de l'origine, mais néanmoins non parfaites, données par Naslin pour les polynômes de degré 5.

Nous avons donc fait un rapprochement de ces propriétés avec celles des quadripôles, lignes et filtres conçus pour transmettre dans les meilleures conditions possibles des signaux impulsionnels.

2. PROPRIÉTÉ FONDAMENTALE ET SYNTHÈSE

La caractéristique idéale d'un quadripôle devant transmettre des signaux impulsionnels est d'avoir un affaiblissement nul et une vitesse de groupe constante en fonction de la fréquence.

Ce dernier point peut également s'énoncer : un déphasage croissant linéairement avec la fréquence.

Dans l'étude de transmission des informations par la méthode du « signal analytique », on a démontré que « l'étalement moyen dans le temps » d'un signal était :

$$\overline{t^2} = \frac{I}{4\pi^2} \int \varnothing \varnothing^* \left[\left(\frac{d}{df} \arg \varnothing \right)^2 + \left(\frac{I}{\varnothing} \frac{d}{df} \varnothing \right)^2 \right] df$$

$\varnothing(f)$ étant la caractéristique du filtre en fonction de la fréquence ; $\frac{d}{df} \arg \varnothing$ étant la distorsion de temps de propagation de groupe.

Une assez longue expérience dans le domaine de la transmission et de l'amplification des signaux impulsionnels, nous a souvent fait observer la plus grande sensibilité des signaux aux distorsions de phase qu'aux distorsions d'amplitude.

Nous avons donc essayé d'aborder le problème par une voie synthétique et de rechercher la forme à

* Adjoint au directeur de la branche mécanique de la Cie C.I.T. Alcatel, chargé des problèmes techniques. Professeur à l'E.S.E. et et à l'I.S.M.C.M.

donner à des polynômes fonctions de transfert afin que la phase correspondante varie linéairement en fonction de la fréquence dans le plus large domaine possible.

Par une approche assez évidente, nous avons abouti rapidement aux « polynômes à répartition régulière des fréquences caractéristiques de la phase » dont nous reparlerons, en détail, plus loin. C'est en voulant étudier toutes les caractéristiques de ces polynômes que nous avons fait une étude bibliographique et que nous avons été conduits à faire une synthèse d'assez nombreuses études directement transposables à notre domaine des asservissements.

On peut classer les quadripôles à phase linéaire en trois familles d'après leur méthode de synthèse et le type d'approximation admis :

A) les polynômes à répartition régulière des fréquences caractéristiques de la phase ;

B) les polynômes avec caractéristique de phase méplate à l'origine ;

C) les polynômes avec oscillation limitée de la phase, par exemple par application des polynômes de Tchebyshev.

Recherchant avant tout la forme du polynôme « idéal », nous ne nous sommes pas attardés à la troisième forme de synthèse, la seconde nous ayant donné le résultat recherché.

3. PREMIÈRE MÉTHODE DE SYNTHÈSE (« Polynômes-Produits »)

Partons de l'identité :

$$x = \text{arctg (Tg}x\text{) et, posons } x = \frac{w}{wo},$$

et développons tg$x$ en produit infini :

caractéristique de phase du quadripôle $= \Psi\,(w)$

$$(3)\quad \Psi = \text{arctg}\,\frac{x\left(1-\frac{x^2}{\pi^2}\right)\left(1-\frac{x^2}{4\,\pi^2}\right)\left(1-\frac{x^2}{9\,\pi^2}\right)\cdots}{\left(1-\frac{4\,x^2}{\pi^2}\right)\left(1-\frac{4\,x^2}{9\,\pi^2}\right)\left(1-\frac{4\,X^2}{25\,\pi^2}\right)\cdots}$$

$$(4)\quad \text{si tg}\,\Psi = \frac{\text{H}\,(w)\ \text{(degré impair)}}{\text{G}\,(w)\ \text{(degré pair)}}$$

$$(5)\quad \text{T}\,(p) = \frac{1}{\text{R}\,(p)} = \frac{1}{\frac{1}{j}\,\text{H}\,(w) + \text{G}\,(w)} \text{ avec } w = \frac{\text{P}}{j}$$

(fonction de transfert)

$$(6)\quad \text{R}\,(p) = 1 + \frac{p}{a_1} + \frac{\text{P}^2}{a_2} + \frac{\text{P}^3}{a_3} + \cdots \text{(voir tableau 1)}$$

$a_1 = 1$ (coefficients rationalisés en faisant $wo = 1$)

$$1/a_2 = \frac{4}{\pi^2}\left(1+\frac{1}{9}+\frac{1}{25}+\cdots\right) - \text{tend vers}\,\frac{4}{\pi^2}\times\frac{\pi^2}{8} = \frac{1}{2}$$

$$1/a_3 = \frac{1}{\pi^2}\left(1+\frac{1}{4}+\frac{1}{9}+\frac{1}{16}+\cdots\right)$$

$$- \text{tend vers}\,\frac{1}{\pi^2}\times\frac{\pi^2}{6} = \frac{1}{2.3}$$

$$1/a_4 = \frac{16}{\pi^4}\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{25}+\frac{1}{225}+\ldots\right)$$

$$1/a_5 = \frac{1}{\pi^4}\left(\frac{1}{4}+\frac{1}{9}+\frac{1}{36}+\ldots\right)$$

La méthode de synthèse consiste donc à répartir régulièrement les zéros et les pôles d'une fonction de x égale à la tangente de l'angle de phase.

Ceci nous fournit des polynômes ayant des rapports caractéristiques (de Naslin) décroissants. Nous avons étudié alors pour différents degrés N des polynômes, l'allure des courbes H (w) et G (w), qui donnent à partir de l'origine une approximation de sin w et de cos w d'autant meilleure que le degré est élevé. Ces courbes présentent des maxima et minima d'amplitude *croissant* avec w. Intuitivement nous en avons déduit que si la phase passait bien par les points en $\frac{K\pi}{2}$, elle devait probablement s'en *écarter* périodiquement, et cela avec une amplitude croissant avec w.

Nous avons effectivement trouvé dans notre étude bibliographique, que Bode et Guillemin (dans les années 1933 à 1935 !) avaient déjà observé et étudié ce phénomène. Bode a même trouvé (expérimentalement), que pour des polynômes à degré élevé, en écartant légèrement les trois dernières fréquences caractéristiques (zéros et pôles) de la phase, on arrivait à faire disparaître ces oscillations de la phase.

Les fonctions de transfert ainsi déterminées présentent des coefficients de Naslin rapidement décroissants et nous avons pu, néanmoins, vérifier jusqu'au degré 7 que l'on obtenait des systèmes stables, avec une marge d'amplitude à 180°, suffisante.

4. DEUXIÈME MÉTHODE DE SYNTHÈSE

La deuxième méthode de synthèse a pour objectif l'obtention d'une caractéristique de phase ayant un méplat à l'origine, en anglais « maximally flat » ou autrement dit présentant une annulation des N − 1 premières dérivées à l'origine.

Pour obtenir ce résultat, quatre procédés ont été employés dont trois fournissent des résultats intermédiaires intéressants, que nous allons étudier, et que nous adapterons à nos problèmes d'asservissements.

4.1. Méthode de W.E. Thomson (1949-1952)

Thomson a recherché la structure de lignes à constantes localisées, particulièrement utilisables en lignes à retard, et présentant dans une bande de fréquence donnée un affaiblissement nul et un déphasage linéaire par rapport à la fréquence.

Tableau 1

Polynôme correspondant à une équi-répartition des fréquences caractéristiques de la phase

(« Polynômes-Produits »)

$$R_2(p) = 1 + \frac{P}{1} + \frac{P^2}{2{,}466} \quad \left(\frac{\pi^2}{4} = 2{,}466\right)$$

$$R_3(p) = 1 + \frac{P}{1} + \frac{P^2}{2{,}46} + \frac{P^3}{9{,}88}$$

$$R_4(p) = 1 + \frac{P}{1} + \frac{P^2}{2{,}22} + \frac{P^3}{9{,}88} + \frac{P^4}{54{,}7}$$

$$R_5(p) = 1 + \frac{P}{1} + \frac{P^2}{2{,}22} + \frac{P^3}{7{,}90} + \frac{P^4}{54{,}7} + \frac{P^5}{392}$$

$$\alpha_\pi = \frac{1}{1 - 4\left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25}\right) + 16\left(\frac{1}{9} + \frac{1}{25}\,\frac{1}{225}\right) + \ldots}$$

= marge d'amplitude au déphasage π.

Tableau 2

Polynômes de Bessel-Thomson
Réactance normalisée X_m (d'après Thomson)

(phase) = arctg X_m

Ordres d'approximation (degré du polynôme)	Réactance
1	x
2	$\frac{3x}{3 - x^2}$
3	$\frac{x(15 - x^2)}{15 - 6x^2}$
4	$\frac{x(105 - 10x^2)}{105 - 45x^2 + x^4}$
5	$\frac{x(945 - 105x^2 + x^4}{045 - 420x^2 + 15x^4}$
6	$\frac{x(10.395 - 1.260x^2 + 21x^4)}{10.395 - 4.725x^2 + 210x^4 - x^6}$
m	$\frac{Nm}{Dm}$

$Nm = (2m - 1)N_{m-1} - N_{m-2}x^2$

$Dm = (2m - 1)D_m - 1 - D_{m-2}x^2$

$N_0 = 0 \quad N_1 = x$

$D_0 = 1 \quad D_1 = 1$

Tableau 3

Ordre	Temps de propagation de groupe
1	$\frac{1}{1 + x^2}\,2\,T$
2	$\frac{9 + 3x^2}{9 + 3x^2 + x^4}\,2\,T$
3	$\frac{225 + 45x^2 + 6x^4}{225 + 45x^2 + 6x^4 + x^6}\,2\,T$
4	$\frac{11.025 + 1.575x^2 + 135x^4 + 10x^6}{11.025 + 1.575x^2 + 135x^4 + 10x^6 + x^8}\,2\,T$

Tableau 4

Fréquences caractéristiques de la phase des polynômes de Bessel-Thomson

Ordre m	Fréquences caractéristiques correspondantes de tg x						
	0	/2	3	/2	2	5/2	3
1	1.0	∞					
2	1.0	1.10	∞				
3	1.0	1.01	1.23	∞			
4	1.0	1.00	1.03	1.38	∞		
5	1.0	1.00	1.00	1.07	1.55	∞	
6	1.0	1.00	1.00	1.02	1.13	1.82	∞

Partant alors des méthodes de Guillemin, Foster et Cauer, Thomson a établi que la fonction caractéristique sous forme de développement en fraction continue est :

$$= \cfrac{1}{\cfrac{1}{x} - \cfrac{1}{\cfrac{3}{x} - \cfrac{1}{\cfrac{5}{x} - \ldots \cfrac{1}{\cfrac{2m-1}{x}}}}} \qquad (7)$$

S'appuyant sur les études, par Watson, des fonctions de Bessel, Thomson en a déduit que la réactance-série de la ligne pouvait être représentée par le rapport de polynômes de Bessel (et Lommel)

$$\text{Réactance série} = Xm = \frac{Rm - 1,\, 3/2\,(x)}{Rm,\, 1/2\,(x)\ )} \qquad (8)$$

(en utilisant les notations de Watson)
(voir tableau 2)

Le temps de propagation d'une telle ligne est

$$\tau = \frac{2\,.}{1 + X_m^2}\,\frac{dXm}{dw} \qquad (9)$$

partant alors des formules de récurrence des polynômes de Bessel et Lommel, Thomson en a déduit par récurrence les temps de propagation des lignes des différents ordres (tableau 3).

Le temps de propagation est égal à 2 T (= $2/wo$) multiplié par une fraction qui est une fonction de x (= w/wo = wT). La valeur de la fraction est l'unité pour $x = 0$ et elle tend vers 0 d'une façon monotone quand x croît indéfiniment puisque le numérateur et le dénominateur sont toujours positifs et que le dénominateur excède le numérateur de x^{2n}.

Thomson nous a donné également un tableau de comparaison des fréquences caractéristiques de la phase des lignes développées suivant cette méthode, par rapport aux fréquences caractéristiques de tgx (et donc des polynômes-produits vus précédemment) (tableau 4).

En 1951, Thomson a repris d'une façon plus générale l'étude de ces lignes et nous a donné (en changeant de notation) un certain nombre de résultats intéressants. Nous ne reprendrons pas les démonstrations et calculs détaillés.

Tableau 5
Valeurs des coefficients des polynômes

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	Degré
Produit THOMSON-BESSEL	1 1	1 1	$\pi^2/4 = 2{,}466$ 3					Second
Produit THOMSON-BESSEL	1 1	1 1	2.466 2,5	$\pi^2 = 9{,}88$ 15				Troisième
Produit THOMSON-BESSEL	1 1	1 1	2,22 2,33	9,88 10,5	54,7 105			Quatrième
Produit THOMSON-BESSEL	1 1	1 1	2.22 2,25	7,90 9	54,7 63	390 945		Cinquième
Produit THOMSON-BESSEL	1 1	1 1	2,15 2,20	7,90 8,25	47,5 49,5	390 495	10.395	Sixième
Produit THOMSON-BESSEL								
Développement e^x	1	1	2	6	24	120	720	

Tableau 6
Approximation des polynômes de Thomson
(à partir de $n = 4$) (valeurs approchées des premières racines)

degré impair $T(z) \approx \left(Z + \frac{2n+1}{3}\right)(Z+0{,}68n + j2.0{,}87)(Z+0{,}68n-j2.0{,}87)(Z+0{,}60n+j4.0{,}87)(Z+0{,}60n-j4.0{,}87)$

$(Z+0{,}55n+j6.0{,}87)(Z+0{,}55n-j6.0{,}87)\ldots$

degré pair $T(z) \approx (Z+0{,}68n+j0{,}87)(Z+0{,}68n-j0{,}87)(Z+0{,}60n+j3.0{,}87)(Z+0{,}60n-j3.0{,}87)$

$(Z+0{,}55n+j5.0{,}87)(Z+0{,}55n-j5.0{,}87)\ldots$

$n = 2 \quad T(z) = \left(Z+1{,}5+j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\left(Z+1{,}5-j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = (Z^2+3z+3) \quad (a_0 = 3)$

$n = 3 \quad T(z) \approx \left(Z+\frac{7}{3}\right)\left(Z+\frac{11}{6}+j\frac{\sqrt{111}}{6}\right)\left(Z+\frac{11}{6}-j\frac{\sqrt{111}}{6}\right)$

Factorisation

$T_3(Z) = (Z^2 + 3{,}67782 + 6{,}45944)(Z + 2{,}32219)$ $(a_0 = 15)$

$T_4(Z) = (Z^2 + 5.792422 + 9{,}14013)(Z^2 + 4{,}207582 + 11{,}4878)$ $(a_0 = 105)$

$T_5(Z) = (Z^2 + 6.703912 + 14{,}2725)(Z^2 + 4{,}649342 + 18{,}15631)(Z + 3{,}64674)$ $(a_0 = 945)$

La fonction de transfert d'un système du n^{eme} ordre est :

$$Tn(w) = \sum_{r=0}^{n} \frac{2^r\, Cr^n}{C_r^{2n}} \cdot \frac{(jw/wo)^r}{r!} \qquad (10)$$

lorsque $\quad n \to \infty \quad \frac{2^r\, Cr^n}{C_r^{2n}} \to 1$

de façon que $\quad \lim_{n\to\infty} Tn(w) = e^{jw/wo}$

on peut écrire aussi

$$Tn(w) = \frac{Ln(Z)}{(2n-1)!!} \qquad (11)$$

avec $Z = jw/wo\ (2n-1)!! = 1.3.5.7.\ldots(2n-1)$

$Ln(Z)$ = polynôme de Lommel-Bessel

$$Ln(Z) = (2n-1)L_{n-1}(Z) + Z^2 L_{n-2}(Z) \qquad (12)$$

$Lo(Z) = 1 \qquad L_1(Z) = Z + 1$

L'affaiblissement d'un système du n^{eme} ordre est

$$\alpha = 10 \log\{|Tn(w)|^2\} \quad \text{(en db)}$$

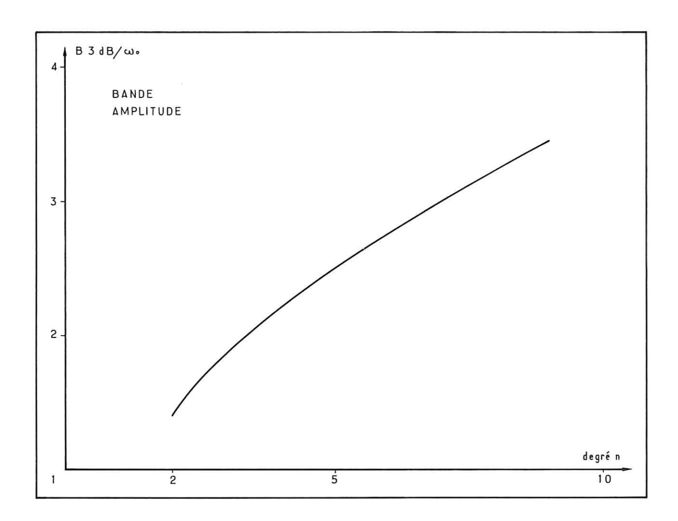
$$\text{avec} \quad |Tn(w)|^2 = \sum_{r=0}^{n} \frac{2^{2r}\, C_r^n\, C_r^n\, (w/wo)^{2r}}{C_r^{2n}\, C_r^{2n}\, (2r!)^2} \qquad (13)$$

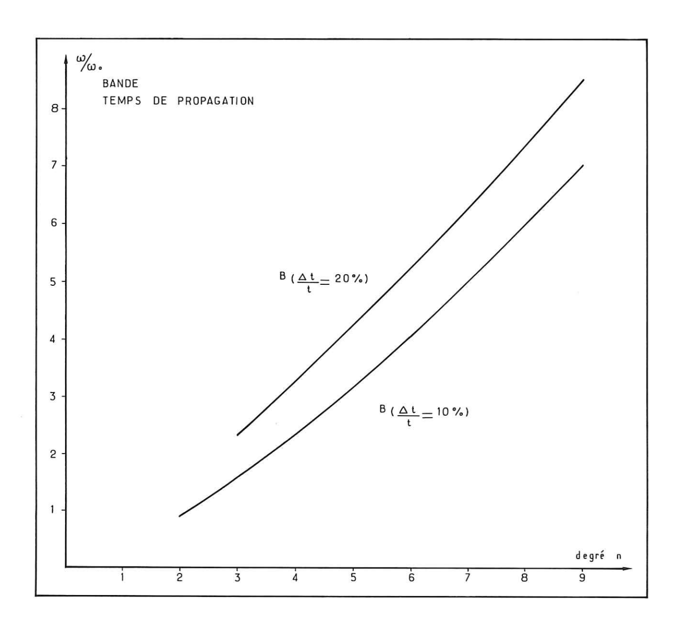
$$= e\frac{u^2}{2n-1}\left\{1 + \frac{1}{2(2n-3)} \cdot \frac{u^4}{(2n-1)^2} + \frac{2}{3(2n-3)(2n-5)} \cdot \frac{u^6}{(2n-1)^3} + \cdots\right\} \qquad (14)$$

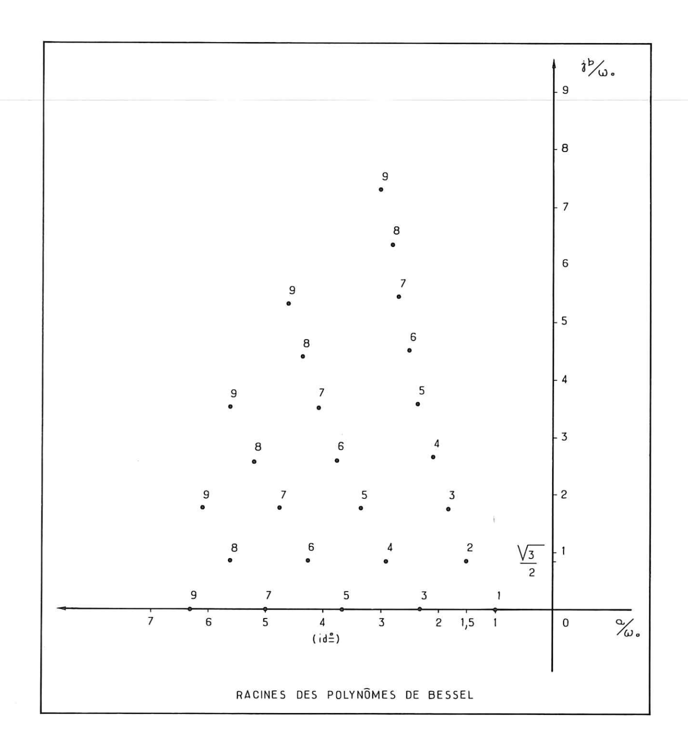
Le terme entre crochet peut pratiquement être négligé dès que $n \geqslant 4$.

Le temps de propagation de groupe est :

$$\tau = \frac{1}{wo}\left[1 - \frac{(w/wo)^{2n}}{\{(2n-1)!!\}^2\, |Tn(w)|^2}\right] \qquad (15)$$







4.2. Méthode de Storch (1954)

On peut qualifier de réseau « idéal », tout réseau dont le signal de sortie est égal au signal d'entrée mais décalé le long de l'axe des temps. La fonction de transfert d'un tel réseau est e^{-pto}.

Mais tout réseau à constantes localisées, fini, linéaire et passif possède une fonction de transfert de la forme $\mathrm{T}\,(p) = \dfrac{\mathrm{P}\,(p)}{\mathrm{Q}\,(p)}$.

P et Q sont des polynômes en p à coefficients réels. Les racines de Q (p) se trouvent dans le demi-plan de gauche du plan p (Polynôme de Hurwitz). Le degré de P est inférieur au degré de Q. On appellera N le degré du polynôme Q

$$\mathrm{QN}\,(p) : \mathrm{G}\,(p) + \mathrm{H}\,(p) = \sum_{r=0}^{\mathrm{N}} a_r p^r \qquad (16)$$

La condition nécessaire et suffisante pour que $\mathrm{Q}_n\,(p)$ soit un polynôme de Hurwitz est que les coefficients des N termes du développement en fonctions continues en « p » ou « $1/p$ », de $\dfrac{\mathrm{H}\,(p)}{\mathrm{G}\,(p)}$ soient positifs.

Partant de la fonction de transfert e^{-pto} (et normalisant pour débuter en posant $to = 1$), nous avons

$$e^{-p} = \frac{1}{chp + shp} \qquad (17)$$

On peut approximer le dénominateur de (17) par un polynôme du N^{eme} degré et écrire

$$\mathrm{T_N}\,(p) = \frac{ao}{\mathrm{Q_N}\,(p)} = \frac{ao}{\mathrm{G}\,(p) + \mathrm{H}\,(p)} \qquad (18)$$

La propriété de Hurwitz est donc obtenue en développant en fractions continues :

$$\frac{\mathrm{G}\,(p)}{\mathrm{H}\,(p)}$$

et en tronquant, au N^{eme} terme, le développement en fractions continues de $\dfrac{chp}{shp}$; ceci donne le développement déjà donné en (7), et qui présente effectivement des coefficients tous *positifs*.

On peut exprimer ce développement comme le rapport de deux polynômes en $1/p$ soit :

$$\mathrm{G_N}\left(\frac{1}{p}\right) = \frac{\mathrm{G_N}\,(p)}{p^{\mathrm{N}}} \qquad \mathrm{H_N}\left(\frac{1}{p}\right) = \frac{\mathrm{H_N}\,(p)}{p^{\mathrm{N}}}$$

et la loi de récurrence des développements en fractions continues pour Q $(1/p)$ la formule

$$\mathrm{Q_K}\,(1/p) = \frac{2\,\mathrm{K} - 1}{p}\,\mathrm{Q_{K-1}}\,(1/p) + \mathrm{Q_{K-2}}\,(1/p) \qquad (19)$$

avec $\mathrm{Q}_{-1} = 1$ et $\mathrm{Q}_0 = 1$.

Cette loi de récurrence permet d'assimiler les polynômes Q aux polynômes de Bessel et écrire :

$$\mathrm{Q_N}\left(\frac{1}{p}\right) = \sum_{r=0}^{\mathrm{N}} \frac{(\mathrm{N} + r)!}{(\mathrm{N} - r)!\, r!\, (2\,p)^r} \qquad (20)$$

donc

$$T_N(p) = \frac{ao}{p^N Q_n(1/p)} = \frac{ao}{\sum_{r=0}^{N} a_r p^r} \quad (21)$$

$$a_r = \frac{2(N-r)!}{2^{N-r} r!(N-r)!} \quad (22)$$

$$ao = \frac{(2N)!}{2^N (N)!} = 1.3.5.7.\ldots(2N-1) \quad (23)$$

Après avoir montré que pour N tendant vers l'infini ce développement tendait vers celui de e^{-p}, Storch a rappelé une étude d'Iverson sur les zéros des développements partiels de e^Z : les polynômes formés par les N premiers termes du développement de MacLaurin de e^p ne sont pas des polynômes de Hurwitz quand N est plus grand que 4. Ceci légitime donc l'emploi du développement suivant le principe indiqué ci-dessus. Ceci nous donnera aussi des renseignements pratiques sur les variations possibles des coefficients dans la fonction de transfert, avant d'atteindre un régime instable.

Storch a ensuite utilisé les relations entre les polynômes de Bessel et les fonctions de Bessel cylindriques d'ordre $\lambda = \gamma + \frac{1}{2}$ (γ = entier). (On peut se reporter à ce sujet à Angot — Compléments de Mathématiques.)

En posant $p = jwto = ju$ on démontre que

$$Q_N\left(\frac{1}{ju}\right) = j^{-N}\sqrt{\frac{\pi u}{2}}\, e^{ju}$$

$$\left[(-1)^N J - N - \frac{1}{2}(u) - j J_N + \frac{1}{2}(w)\right] \quad (24)$$

mais $Q_N ju = (ju)^N Q_N(1/ju)$ donc

$$T_N(ju) = \frac{a_0 e^{-ju}}{u^{N+1}\sqrt{\frac{\pi}{Zu}}\left[(-1)^N J - N - \frac{1}{2}(u) - j J_N + \frac{1}{2}(u)\right]} \quad (25)$$

a_0 prenant la valeur donnée en (23).

Cette expression a le grand intérêt de donner explicitement la distorsion par rapport à l'opérateur idéal e^{-ju}. Cette distorsion peut être calculée facilement à partir des tables existantes des fonctions de Bessel.

Pour exprimer cette distorsion plus facilement encore on peut écrire : $T_N(ju) = e^{-ju} . A . e^{j\varepsilon}$.

ε est donc un écart de phase par rapport à l'angle de phase idéal u.

$$\varepsilon = \operatorname{arctg} \frac{J_{N+1/2}(u)}{(-1)^N J - {}_{N-1/2}(u)} \quad (26)$$

La distorsion d'amplitude est égale à :

$$A = \frac{ao}{u^{N+1}\left\{\frac{\pi}{2u}\left[J^2 - {}_{N-1/2}(u) + J^2{}_{N+1/2}(u)\right]\right\}^{1/2}} \quad (27)$$

Le temps de propagation est

$$= T\left\{1 - \frac{1}{\frac{\pi u}{2}\left(J^2 - {}_{N-1/2}(u) + J^2{}_{N+1/2}(u)\right)}\right\} \quad (28)$$

$$= T\left\{1 \quad \frac{u^{2N}}{ao^2} + \frac{u^{2N+2}}{(2N-1)\,ao^2} - \frac{2(N-2)\,u^{2N+4}}{(2N-1)^2(2N-3)\,ao^2}\ldots\right\} \quad (29)$$

suivant un développement de MacLaurin.

Ce développement montre que les N − 1 premières dérivées de T sont nulles pour $u = o$ et que l'on a un point méplat à l'origine. Par extension avec la terminologie employée pour la distorsion d'amplitude, les Anglo-Saxons emploient pour la phase également, l'expression « maximally flat ».

4.3. Méthodes de Orchard et Temes — 1968

Le procédé a consisté à rechercher une approximation de la tangente par le rapport de deux polynômes de degré n :

$$j\beta(w) = wT_0 = \left[\operatorname{argth}\frac{H(s)}{G(s)}\right]_{s=jw} \quad (30)$$

$$\operatorname{th} st_0 = \frac{e^{2st_0-1}}{e^{2st_0-1}} \quad (31)$$

$$e^{2st_0} = \frac{R(s)}{R(-s)} \quad \text{(suivant (5))} \quad (32)$$

$$R(s) = a_i + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_{n-1}s^{n-1} + s^n \quad (33)$$

et par le développement de Taylor, (32) devient

$$\left[1 + (2\,sto) + \frac{(2\,sto)^2}{2!} + \ldots\right]$$

$$[ao - a_1 s + a^2 s^2 - \ldots + \ldots] = [ao + a_1 S + a_2 s^2 + \ldots a_n s^n] \quad (34)$$

Les facteurs des coefficients a_i des deux membres de l'égalité doivent être égaux.

Or le membre de droite ne contient pas de termes en s^{n+1}, s^{n+2}, etc. Ecrivant donc que les coefficients de S^{n+1} ... sont nuls, on obtient un système de n équations à n inconnues dont la solution est :

$$a_i = \frac{(2n-a)!}{i!(n-i)!}(2\,To)^{i-n}\; i = o, \ldots (n-1) \quad (35)$$

On peut vérifier que ces coefficients a_i assurent également l'égalité des coefficients des termes en S, S^1, S^2, S^n de (34), on a

$$\frac{a_i}{a_o} = \frac{(2n-i)!}{(2n)!\,2-i}\,\frac{n!}{(n-i)!}\,\frac{T_0^i}{i!}$$

$$= \frac{n(n-1)(n-2)\ldots(n-i+1)\,T_0^i}{n\left(n-\frac{1}{2}\right)\left(n-\frac{2}{2}\right)\ldots\left(n-\frac{i-1}{2}\right)i} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{T_o^i}{i!} \quad (36)$$

(si $n \rightarrow \infty$)

d'où $R(s) = \sum_{i=o}^{n} a_i s^i \rightarrow \sum_{i=o}^{n} ao \frac{(sTo)^i}{i!} \rightarrow a_o e^{sto}$ (37)

par un développement de Taylor on obtient :

$$R(jw) R(-jw) = [G(jw)]^2 - [H(jw)]$$

$$\xrightarrow{2} a_o^2 \, e \frac{w^2 To^2}{(2n-1)} \quad (38)$$

si n est assez grand et si $wTo \ll n$ (voir aussi (14)).

Donc l'affaiblissement (en décibels) devient :

$$A = 10 \log e \frac{Wo^2 T^2}{2n-1} = \frac{4{,}35 \, (w/wo)^2}{(2n-1)} \quad (39)$$

la fréquence à 3 db est

$$w_1 = \frac{1}{To} \sqrt{(2n-1) \, \text{Log} \, 2} = 0{,}83 \, Wo \sqrt{2n-1} \quad (40)$$

La formule (39) donne une très bonne approximation dès que n est au moins égal à 4.

En combinant (37) et (39) on trouve que :

$$R(jw) \approx e \frac{Wo^2 To^2}{2(2n-1)} + jwTo \quad (41)$$

En utilisant les formules bien connues de la transformation de Fourier on obtient :

$$V(t) \approx \sqrt{\frac{2n-1}{2\pi To}} \, e - \frac{2n-1}{2 To^2} (t - To)^2 \quad (42)$$

Les formules (41) et (42) donnent également une bonne approximation pour $n \geqslant 4$ (et pour $wTo < n$).

5. INTERPRÉTATION DES SUROSCILLATIONS

On sait que l'on peut représenter l'influence d'une distorsion du temps de propagation de groupe par la surimposition au signal transmis d'une série de signaux affaiblis et situés en avance ou en retard par rapport au signal lui-même. Ceci est une application classique de la transformation de Fourier.

Une méthode d'étude de la distorsion de phase simple et très utile a été présentée par Wheeler en 1939. Elle était appuyée sur une étude non publiée de Mc Coll (des Bell Telephone Laboratories). Ces études ont été reprises par la suite par Di Toro.

Le principe général est le suivant :
soit G (s) la fonction de transfert d'un système, et V (s) le signal appliqué.

La transformée de Fourier nous donne pour tension de sortie du système

$$v(s) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} V(jw) \, G(jw) \, e^{jwt} \, dw$$

étudions l'influence d'une variation petite de la phase ; nous pouvons écrire :

$$\arg G_2(jw) = \arg G(jw) + b \sin w\tau \quad b \text{ petit}$$

en considérant qu'il n'y a pas de distorsion d'amplitude c'est-à-dire que $G_2(jw) = |G(jw)|$

on a

$$v_2(s) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} V(jw) \, G_2(jw) \, e^{jwt} \, dw$$

mais $\quad e^{jb} \sin w\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(b) \, e^{jnw\tau}$

si b est petit, on peut ne retenir que les premiers termes du développement et écrire

$$e^{jb \sin w\tau} = Jo(b) + J_1(b) \, e^{jw\tau} + J_{-1}(b) \, e^{-jw\tau}$$

en notant que $J_{-1}(b) = -J_1(b)$

et que pour b nettement inférieur à 1 radian on peut écrire $J_1(b) = b/2$, on obtient

$$v_2(t) \approx J_0(b) \, v_0(t) + J_1(b) \, v_0(t+\tau) - J_1(b) \, v_0(t-\tau)$$

Une distorsion de phase crée donc une distorsion du signal de sortie par surimposition d'une « paire d'échos » de signes opposés (« paire d'échos négatifs »), cette distorsion créant un signal dissymétrique.

Considérons donc un système se comportant comme un filtre-passe-bas de fréquence de coupure (3 à 6 db) $= fc$, soit b_c l'angle de phase à cette fréquence.

Un système idéal aurait une caractéristique de phase linéaire de $f = o$ à $f = f_c$.

La caractéristique réelle de phase pourra, en première approximation, être considérée comme étant égale à cette caractéristique linéaire plus une distorsion

$$d = \alpha \sin \pi f/f_c - \alpha \text{ en radian}$$

On obtiendra une paire d'échos, l'un avancé, l'autre retardé d'un temps, égal à $\frac{1}{2_{fc}}$, l'amplitude de chacun étant égale à $a = 100 \times \frac{\alpha}{2}$ en pourcentage du signal principal.

Si α est inférieur à 1/2 radian on obtient une précision meilleure que un pour cent, pour un radian on obtient une approximation à 12 % près.

A partir de nombreux exemples, et notamment à partir de ceux donnés par Naslin, nous avons pu vérifier qu'en prenant pour fréquence de coupure : fc, le point où la phase a tourné de π radian, le dépassement transitoire est égal à la différence entre $\pi/2$ et l'angle de phase à $fc/2$, multiplié par 50 (en %).

Dans cette première approximation, outre l'approximation des fonctions de Bessel, on ne tient pas compte des échos plus écartés que $\frac{1}{2\,fc}$ car ils correspondent à des fréquences très au-delà de la fréquence de coupure (amplitude) et sont donc très atténués.

Si l'on a un système ayant pour fonction de transfert un « polynôme-produit » (§ 2 ci-dessus) on a vu qu'il subsistait une légère erreur périodique de la phase (erreur nulle à fc et à fc (2) $-$). Cette erreur périodique crée des échos écartés de $\frac{1}{fc}$ mais de très faible amplitude et que nous négligerons (zone de fort affaiblissement d'amplitude).

C'est cela qui nous permet de ne prendre en compte que l'écart de phase au point $fc/2$ générant donc des échos écartés de $1/2\,fc$.

Tableau 7

Rapports caractéristiques de Naslin en fonction du degré du polynôme

$$\alpha_1 = 2 \cdot \frac{n - 1/2}{n - 1}$$

$$\alpha_2 = \frac{3}{2} \frac{(n-1)^2}{\left(n - \frac{1}{2}\right)(n-2)}$$

$$\alpha_3 = \frac{4}{3} \frac{\left(n - \frac{3}{2}\right)(n-2)}{(n-3)(n-1)}$$

(Quand n croît, α_j tend vers le rapport caractéristique du développement de e^x).

(Quand n croît et j croît, α_j tend vers 1).

6. ÉTUDE DES CARACTÉRISTIQUES D'UN ASSERVISSEMENT

Rappelons que l'objectif que nous nous sommes fixé était d'obtenir un asservissement dont la réponse est dépourvue de suroscillations. On part donc de la fonction de transfert :

$$\frac{1}{W(p)} = \frac{1}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}$$

et en jouant sur les paramètres on essaye de rendre cette fraction égale à un des polynômes de Bessel-Thomson :

$$\frac{1}{W(p)} \frac{1}{Q(p)} = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots}$$

si W (p) s'écarte notablement de Q (p), on étudiera le déphasage.

En première approche, on pourra négliger les termes en p de puissance supérieure à 5. Puis comme :

$$Q(p) = G(b) + H(p) \qquad (5)$$

on aura

$$= \operatorname{arctg} \frac{\frac{1}{j} H(w)}{G(w)}$$

La recherche des fréquences critiques de la tangente sont aisées puisqu'elles se ramènent à la résolution de deux équations bicarrées.

Les valeurs idéales sont : (à 1 % près) :

$$x = \frac{w}{w_0},\ x = 0,\ \pi/2,\ 1{,}07 \times \frac{3\pi}{2},\ 1{,}55 \times 2\pi$$

L'écart de la première racine du dénominateur de W (p) par rapport à $\pi/2$ nous donne le taux de suroscillation. Cet écart nous indique également quels éléments nous devons modifier pour obtenir l'amortissement convenable.

On obtient ensuite un asservissement dont la caractéristique de transmission est donnée par (41) et (14) et la réponse impulsionnelle par (42).

Cette étude nous a permis de donner une autre interprétation au critère de Hurwitz : les zéros de G (w) doivent se trouver *entre* les zéros de H (w).

Mais ceci ne constitue qu'un critère de stabilité et ne donne aucune indication sur l'amortissement.

Si les zéros de H (w) (tout au moins les premiers) sont équi-répartis, les zéros de G (w) doivent se trouver *à mi-distance* des zéros de H (w), on obtient alors une phase linéaire et un amortissement parfait.

7. MÉTHODE DIRECTE DE DÉTERMINATION DES COMPENSATIONS

Soit donc un asservissement de fonction de transfert :

$$\frac{\mu\gamma}{1 + \mu\gamma\beta}$$

μ = fonction de transfert en boucle ouverte

γ = fonction de transfert du réseau de compensation

β = retour (prix unitaire par la suite)

et considérons le cas où $\mu = \frac{1}{M(p)} \quad \gamma = \frac{g_1(p)}{g_2(p)}$

on doit donc avoir : $\frac{g_1(p)}{M(p)\, g_2(p) + g_1(p)} = \frac{1}{Q(p)}$

$M(p)\, g_2(p) = g_1(Q - 1)$

$$\frac{g_1}{g_2} = \frac{M}{Q - 1}$$

si nous sommes sur un asservissement de position, on a p en facteur au numérateur et au dénominateur. On peut d'autre part choisir Q de façon que le degré de $\frac{Q-1}{p}$ soit supérieur d'une unité au degré de $\frac{M}{p}$.

Le réseau $\frac{g_1}{g_2}$ obtenu sous forme d'un quotient de polynômes peut être réalisé sous forme de « filtre actif ».

On voit donc qu'à partir du moment où l'on connaît une forme « idéale » de la fonction de transfert, il est possible de calculer beaucoup plus aisément les compensations à introduire dans la chaîne directe.

8. ÉTUDE A POURSUIVRE

Il semblerait a priori utile de prolonger cette étude par celle des fonctions de transfert

$$\frac{1}{Q(p) - 1} \quad \text{ou} \quad \frac{p}{Q(p) - 1}$$

Q (p) étant, rappelons-le, un polynôme de Bessel.

Il serait utile :

1° de disposer comme pour les polynômes de Bessel des racines des polynômes des différents degrés,

2° d'avoir les caractéristiques de phase, correspondant à ces polynômes.

Ces caractéristiques pourraient être considérées comme « idéales » pour la loi de variation de phase de la chaîne directe.

9. CITATIONS - BIBLIOGRAPHIE

9.1. Circuits - Filtres - « Polynômes-Produits »

GUILLEMIN. — Communication Networks (John Wiley) (1935).

GUILLEMIN. — Modern Methods of Network Syntheses Academic Press. NY (1951).

GUILLEMIN. — The mathematics of circuits Analysis, John Wiley NY (1949).

TEMES & METRA. — Modern Theory and design of filters. John Wiley Interscience (comporte une bibliographie intéressante p. 74 et 75).

9.2. Circuits à caractéristique de phase linéaire Polynômes de Bessel

W.E. THOMSON. — Networks with maximally flat delay WE oct. 1952, p. 256.

W.E. THOMSON. — Delay Networks having maximally flat frequencies characteristics. PIEEE 1949, part. III, page 487.

ORCHARD & TEMES. — Maximally flat approximation techniques. PIEEE Jan.68, p. 65.

Leo STORCH. — Synthesis of constant time delay Ladder Networks using Bessel Polynomials. PIRE, Nov. 54, p. 1666.

Di TORO. — Phase and amplitude distorsion inlinear networks, PIRE, Jan. 48, p. 24.

H.A. WHEELER. — The interpretation of Amplitude and phase distorsion in Terms of Paired Echoes. PIRE, Juin 39, p. 359.

ORCHARD. — The roots of the maximally flat delay networks. PIEEE Tr. circuit theory, Sept. 65.

9.3. Asservissements

NASLIN. — Technologie et calcul pratique des systèmes asservis, Dunod.

NASLIN. — Les régimes variables dans les systèmes linéaires et non linéaires, Dunod.

GRAHAM & LATHROP. — The synthesis of optimum transient response : criteria and standard forms.

9.4. Mathématiques - Fonctions de Bessel

ANGOT. — Compléments de Mathématiques.

LAURENTIER & CHABAT. — Méthodes de la théorie des fonctions d'une variable complexe.

G.N. WATSON. — Theory of Bessel fonction (Cambridge University Pren, 1944).

BURCHNALL. — The Bessel polynomials, Canadian journal of Mathematics, 1951.

9.5. Signal Analytique

J. VILLE. — Théorie et applications de la notion de signal analytique - Câble et Transmission - 1948, n° 1.

10. CONCLUSION

Il existe trois grandes méthodes de *synthèse* des circuits :

1 BUTTERWORTH : Distorsion d'amplitude présentant un méplat à l'origine ;

2 BESSEL-THOMSON : Distorsion de phase présentant un méplat à l'origine ;

3 TCHEBYSHEV : Distorsion d'amplitude ou de phase présentant des oscillations limitées dans une bande donnée.

Les asservissements auxquels nous avons à faire industriellement le plus souvent se comportent comme des filtres passe-bas, et la caractéristique habituellement la plus importante étant l'absence de suroscillations (dépassement transitoire), il nous est apparu naturel de rechercher la fonction de transfert « idéale » d'un asservissement par les méthodes de synthèse des circuits et plus précisément par la méthode de Bessel-Thomson.

La présente étude a été menée pour appuyer les recherches faites par CIT ALCATEL, d'asservissements à haute performance pour machines-outils à commande numérique, dans le cadre de l'étude générale sur la « commande optimale des Machines-Outils ». (Contrat « Action concertée » DGRST.)

11. EXEMPLES D'UTILISATION

Exemple 1

Soit un asservissement de position de machine-outil

avec m = fréquence propre mécanique du moteur

em = fréquence propre électrique du moteur

v = fréquence vibration de compression de la vis

a = facteur d'amortissement

b = gain du retour tachymétrique

$$W = \frac{1}{\frac{1}{K} p(p+m)(p+em)(p^2+2avp+v^2)+1+bp}$$

Nous recherchons où placer la fréquence de vibration de la vis par rapport à la fréquence propre du moteur pour obtenir une phase linéaire.

En pratique, et purement intuitivement, on prend un rapport v/m de l'ordre de 3 à 5.

Essayons donc de vérifier cette estimation en nous contentant d'une précision de 10 % sur les résultats, ce qui permet un certain nombre de simplifications. Nous prendrons e compris entre 0,1 et 0,2 (cas habituel).

En développant le dénominateur, et en égalisant les coefficients des puissances de p aux coefficients de l'équation de Bessel, on trouve :

$$\frac{1}{K} = \frac{T_0^5}{945}$$

$$\frac{2\,av + m + em}{K} = \frac{T_0^4}{63}$$

$$\frac{em^2 + v^2 + 2\,av\,(m + em)}{K} = \frac{T_0^3}{9}$$

$$\frac{v^2\,(m + em) + 2\,avem^2}{K} = \frac{4\,T_0^2}{9}$$

$$b + \frac{em^2\,v^2}{K} = T_0$$

On tire de ce système avec les estimations et simplifications mentionnées précédemment que :

$$V \simeq \frac{10}{T_0}$$

$$m\,(1 + e) = \frac{4}{T_0}$$

$$a \simeq 0{,}7$$

$$b \simeq 2/3\,T_0$$

La résonance de vis doit donc être de l'ordre de 2,5 fois plus haute que la fréquence propre mécanique du moteur. Ceci est facile à prévoir. Il est, par contre, plus difficile de donner à a la valeur 0,7 (maintien d'un certain frottement des glisières).

Exemple 2

Calcul des « rapports caractéristiques de Naslin » optimaux (voir formule 22, 23, tableau 2, tableau 5, tableau 7) (voir Naslin, Technologie et calcul pratique des systèmes asservis, p. 233).

Fonction du quatrième degré

$$\alpha_1 = 2{,}33$$

$$\alpha_2 = \frac{10{,}5}{2{,}33^2} = 1{,}93$$

$$\alpha_3 = \frac{2{,}33 \times 105}{10{,}5^2} = 2{,}22$$

Fonction du cinquième degré

$$\alpha_1 = 2{,}25$$

$$\alpha_1 = \frac{9}{2{,}25^2} = 1{,}76$$

$$\alpha_3 = \frac{2{,}25 \times 63}{9^2} = 1{,}75$$

$$\alpha_4 = \frac{9 \times 945}{63^2} = \frac{15}{7} = 2{,}15$$

Il faut noter que les rapports caractéristiques successifs diminuent puis recroissent. Cette croissance correspond à l'éloignement progressif des racines d'ordre élevé (page 5).

Valeurs de α_1 en fonction du degré du polynôme

degré 2 $\alpha_1 = 3$

degré 3 $\alpha_1 = \frac{5}{2} = 2{,}5$

degré 4 $\alpha_1 = \frac{7}{3} = 2{,}33$

degré 5 $\alpha_1 = \frac{9}{4} = 2{,}25$

degré 6 $\alpha_1 = \frac{11}{5} = 2{,}20$

degré N $\alpha_1 = 2 + 1/N - 1$

nouveaux produits

Tous les produits présentés dans cette rubrique sont indexés. Pour recevoir gratuitement toute documentation complémentaire (technique et commerciale) sur ceux des produits qui vous intéressent particulièrement, faites appel à notre service-lecteurs (voir cartes-réponse en fin de numéro), sans omettre de cercler les références correspondantes.

Enregistreur d'images vidéo

Le Visor, conçu et fabriqué par Soro Electro Optics, est un système d'enregistrement d'images en continu à partir d'un signal vidéo basé sur l'enregistrement par modulation et déflection d'un faisceau laser sur support photo-sensible, suivi du développement en continu, par un procédé thermique à sec intégré à l'appareil.

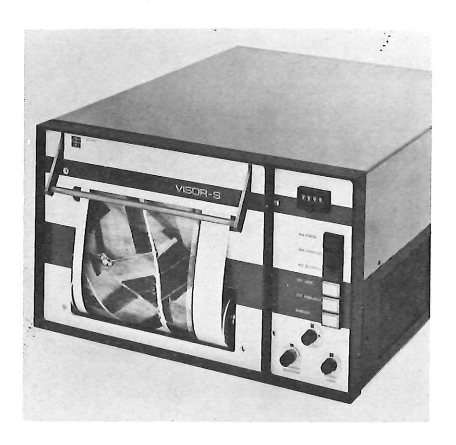
L'enregistreur complet se compose :

– d'un dispositif opto-électronique (avec cartes de pilotage des divers éléments) qui effectue l'émission, la modulation et la focalisation du faisceau laser sur le support exposé ;

– d'une cinématique qui commande le déroulement du papier ;

– et d'un développeur qui, à la vitesse du déroulement, assure le traitement du papier impressionné.

Le support photo-sensible est un papier type dry-silver 7771, fabriqué par la société 3 M.



Après simple passage du papier insolé sur un cylindre chauffant, on assiste à l'impression photographique presque instantanée. Il existe deux versions du Visor : le Visor « S » (Sonar) et le Visor « T » (Télédétection). Chaque modèle a ses particularités et ses utilisations spécifiques : le premier concerne essentiellement l'imagerie Sonar (marine et industries océanographiques), le second touche aussi bien la commande et le contrôle d'engins aéronavals que la transmission d'informations aéroportées.

Service lecteur réf. 1

Sonomètre intégrateur de précision

Brüel et Kjaer présente, en une unité compacte et portative, un sonomètre intégrateur, donnant une lecture numérique en L_{eq}, et un sonomètre de précision à lecture analogique, le 2218. Le sonomètre est conforme à toutes les normes concernant les sonomètres de précision ; il a une dynamique de 80 dB et une échelle de galvanomètre linéaire en dB et couvrant 50 dB. Le sonomètre intégrateur mesure L_{eq} en accord avec ISO 1996 et 1999, ainsi que L_{AX}, et affiche le résultat sur un afficheur à cristaux liquides à 3 digits et demi. Le temps de mesure de L_{eq} peut être préfixé et le temps écoulé peut être indiqué. Une pile au mercure préserve la mémoire si l'alimentation devient insuffisante ou si l'on doit changer les piles principales.

Parmi les applications typiques du 2218, on peut citer les études sur les bruits de circulation, le contrôle du bruit sur les aéroports, les mesures de bruit sur les machines cycliques, les mesures de dose de bruit à court terme, etc.

Service lecteur réf. 2

Vidéographe

Le vidéographe de Soro Electro Optics permet l'obtention d'une image photographique, à partir d'une image télévision. Une image télévision est reproduite sur papier en une image de qualité photographique de grand format (210 × 300 mm), et ce, en 30 secondes et sans aucune manipulation. Le vidéographe se connecte directement sur un signal télévision standard.

L'enregistrement est effectué par laser, le développement de la photo est réalisé par procédé thermique sec, intégré à l'appareil.

Service lecteur réf. 3

Modulateur d'impulsions 2-18 GHz

Un nouveau modulateur d'impulsions hyperfréquences, couvrant la gamme 2-18 GHz est annoncé par Hewlett-Packard ; il permet de faire fonctionner en

impulsions de nombreuses sources hyperfréquences. Ce modulateur fournit les impulsions à faible temps de montée nécessaires au test des radars à haute résolution, et d'autres systèmes hyperfréquences.

Le nouveau modulateur d'impulsions Hewlett-Packard 11720A a une gamme de fréquences qui correspond à celle du générateur de signal synthétisé hyperfréquence HP 8672A et du générateur à balayage hyperfréquence HP 8620 C/86290A. Il peut cependant être utilisé avec n'importe quel générateur ou source hyperfréquence fournissant jusqu'à 100 MW en sortie. Il présente également des temps de montée et de descente extrêmement courts, de 10 ns, et un rapport transmission/blocage atteignant 80 dB, ce qui permet d'effectuer



des tests sur la majorité des systèmes radar fonctionnant en impulsions.

Ce modulateur utilise un nouveau circuit de commutation à diodes PIN série/shunt qui présente des performances supérieures à celles d'un simple circuit de commutation à diodes shunt, dans lequel la puissance d'entrée est réfléchie vers la source lorsque le modulateur est bloqué. Les composants série réduisent cette réflexion sans augmenter notablement les pertes d'insertion.

Service lecteur réf. 4

Nouvelles cartes de commutation pour scrutateurs multivoies

Keithley Instruments étend les possibilités de mesure de ses commutateurs de voies « modèles 702 et 703 » en mettant à la disposition des utilisateurs deux nouvelles cartes enfichables.

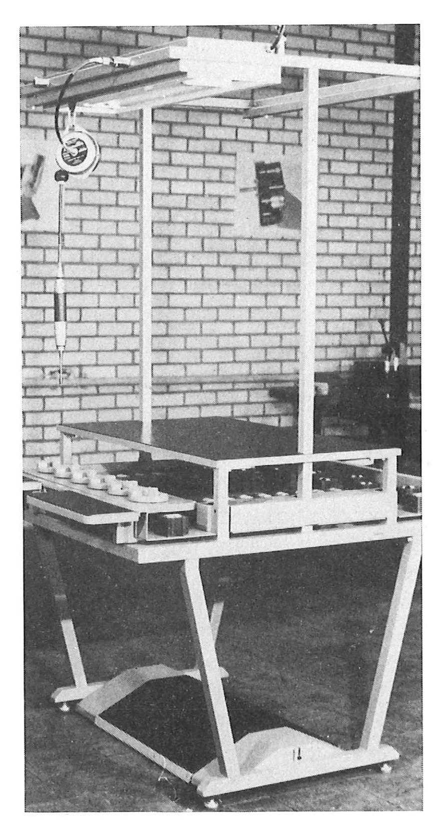
La carte 7026 est un modèle économique de 10 voies utilisables indifféremment pour des mesures de tension, de courant ou comme matrice. L'utilisation est en fait déterminée par la modification de positionnement de straps installés sur la carte.

La carte 7027 est une carte conçue pour des mesures issues de thermocouples ou autres transducteurs dans différentes combinaisons. Ce modèle de 9 voies de mesure possède une référence de température permettant une isothermie des connections d'entrée. Cette référence peut être employée pour introduire un facteur de correction. La linéarisation est ainsi possible pour des thermocouples de type B, E, J, K, R, S et T.

Service lecteur réf. 5

Table d'assemblage

La firme hollandaise Nedap, représentée en France par le CCI, vient de mettre au point un système de tables d'assemblage interconnectables, destiné aux



ateliers de petite mécanique, de mécanique de précision, d'électronique, d'électromécanique, de pneumatique, etc.

Ces tables, comportant chacune deux postes de travail face à face, reçoivent les plateaux mobiles supportant les éléments en cours de montage. Ces plateaux, reposant sur des galets, peuvent être déplacés manuellement par l'opérateur, soit vers son vis-à-vis, soit latéralement vers la table voisine.

Selon le constructeur, une amélioration majeure de rendement de l'ordre de 20 %, par rapport aux chaînes à entraînement classique, a pu être constaté.

Service lecteur réf. 6

Mini-cellule photo-électrique

Annoncée par Elcova, une cellule photo-électrique à réflexion, émetteur et récepteur incorporés dans le même boîtier, forme un ensemble compact de taille réduite (71 × 50 × 23 mm) et possède toutes les fonctions inhérentes aux barrières photo-électriques alimentation, modulation, émission par diode à arséniure de gallium, réception par phototransistor au silicium et sortie relais de commande. Cette cellule



est immédiatement « exploitable » par simple liaison au secteur et branchement au relais des éléments d'automatisme à commander.

Alimentée en 220 volts (autres tensions sur demande), sa portée est de 0-6 m sur réflecteur ou scotch light avec un relais de commande 2 A/220 V, étanche au jet (norme IP 65).

Service lecteur réf. 7

Chromatographes industriels à colonnes de séparation

Le chromatographe industriel P200 est le premier analyseur industriel automatique que Siemens a doté de colonnes de séparation capillaires. En analyse, la colonne de séparation compte parmi les éléments essentiels d'un chromatographe. La colonne de séparation est remplie d'un matériau à travers lequel est envoyé l'échantillon à analyser qui se présente sous forme de mélange de substances. Le principe de séparation repose sur la différence d'affinité des substances avec le matériau de remplissage de la colonne, ainsi celles qui présentent la plus grande affinité traversent la colonne à une vitesse plus petite que celles à faible affinité. Le mélange est ainsi séparé en ses différents constituants.

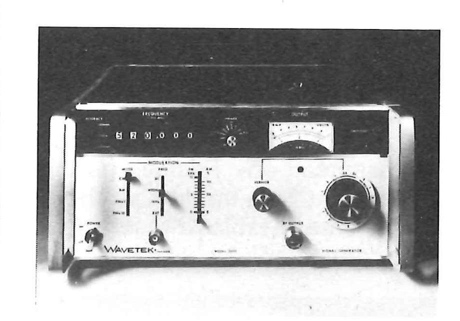
Un détecteur mesure la concentation des composants dans l'ordre de leur sortie de la colonne de séparation. La durée de séjour ou temps de rétention de la substance dans la colonne est une caractéristique de sa nature. Par suite, le chromatogramme établi sur un enregistreur électrique attaqué par le signal de sortie du détecteur renseigne sur la nature de la substance par l'intervalle de temps s'écoulant entre le début de l'analyse et l'instant d'apparition du pic, ainsi que sur la concentration et la quantité de la substance par la hauteur de pic (amplitude de la déviation) et sa surface.

Service lecteur réf. 8



Générateur-synthétiseur 1-520 MHz

Le nouveau générateur-synthétiseur, modèle 3001, de Wavetek, distribué en France par Elexo, couvre la gamme de fréquences de 1 à 520 MHz, avec une précision d'affichage meilleure que 0,001 %. La technique à verrouillage de phase du 3001 autorise l'affichage manuel de la fréquence par bonds de 1 kHz sans changement de gamme grâce à six afficheurs à levier. En option, une référence interne à haute stabilité permet d'obtenir une stabilité de 5.10^{-9} par jour ou 3.10^{-7} par an et une entrée auxiliaire permet d'utiliser toute référence externe à 1 - 2 - 2,5 - 5 ou 10 MHz.



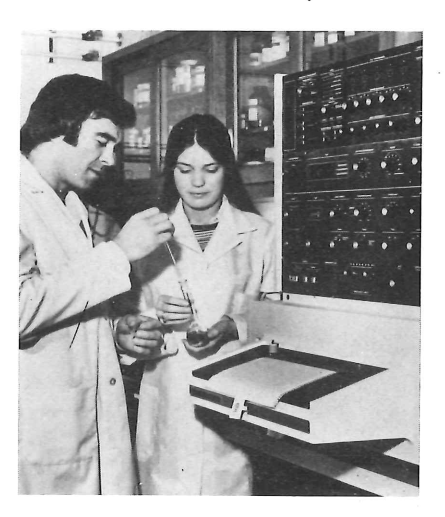
Le modèle 3001 peut être utilisé en porteuse pure, modulation d'amplitude ou modulation de fréquence sans dégradation de la précision de la fréquence centrale. Un vernier permet de varier la fréquence de façon continue dans une plage de 10 kHz en sacrifiant un peu de la précision. Trois indicateurs lumineux avertissent l'opérateur selon qu'il se trouve en précision nominale (bonds de 1 kHz), précision réduite (vernier) ou sur référence extérieure.

Service lecteur réf. 9

Un nouveau spectrophotomètre

Varian vient d'annoncer un nouveau spectrophotomètre UV-VIS (ultraviolet visible) comportant un monochromateur à double passage et un système photométrique linéaire.

Commercialisé sous le nom de « spectrophotomètre UV-VIS, Varian Cary modèle 219 », le nouvel appareil a une résolution meilleure que 0,07 nm, ainsi qu'une lumière parasite inférieure à 0,002 % à 220 nm. La linéarité photométrique est de 0,0016 à 1 D.O. et 0,03 à 3,0 D.O.



L'emploi de l'appareil est facilité par son enregistreur couplé au balayage du monochromateur, le réglage automatique 0 % T, le changement automatique des sources, la correction automatique de ligne de base et le balayage automatique à répétition de tout le domaine de mesure allant de 187 à 875 nm.

Parmi les autres caractéristiques nouvelles du Cary modèle 219, on compte également un affichage à cinq digits pour la densité optique permettant des mesures de haute précision, des expansions d'échelles de l'enregistreur augmentant la polyvalence de l'appareil, ainsi qu'un vaste compartiment d'échantillons préparé d'avance pour l'addition ultérieure des accessoires.

Service lecteur réf. 10